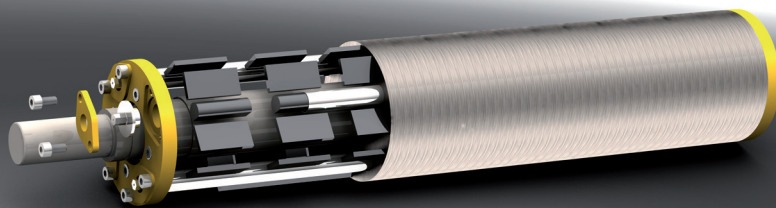
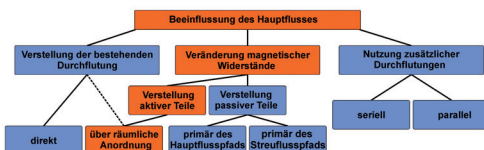
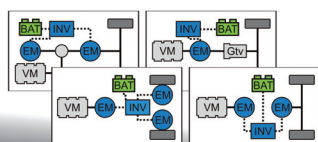


Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten und neuartiger variabler Erregung für Hybridantriebe



Synchronmaschine mit eingebetteten Magneten und neuartiger variabler Erregung für Hybridantriebe

Von der Fakultät für Elektrotechnik, Informationstechnik, Physik
der Technischen Universität Carolo-Wilhelmina zu Braunschweig

zur Erlangung der Würde
eines Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte

D i s s e r t a t i o n

von: Dipl.-Wirtsch.-Ing. Henning Wöhl-Bruhn
aus: Mölln

eingereicht am: 6. November 2009
mündliche Prüfung am: 8. Januar 2010

Referenten: Prof. Dr.-Ing. W.-R. Canders
Prof. Dr.-Ing. U. Seiffert
Prüfungsvorsitzender: Prof. Dr.-Ing. W. Schumacher

2010

Bibliografische Information der Deutschen Nationalbibliothek

Die Deutsche Nationalbibliothek verzeichnet diese Publikation in der Deutschen Nationalbibliografie; detaillierte bibliografische Daten sind im Internet über <http://dnb.d-nb.de> abrufbar.

1. Aufl. - Göttingen : Cuvillier, 2010

Zugl.: (TU) Braunschweig, Univ., Diss., 2010

978-3-86955-277-4

© CUVILLIER VERLAG, Göttingen 2010

Nonnenstieg 8, 37075 Göttingen

Telefon: 0551-54724-0

Telefax: 0551-54724-21

www.cuvillier.de

Alle Rechte vorbehalten. Ohne ausdrückliche Genehmigung des Verlages ist es nicht gestattet, das Buch oder Teile daraus auf fotomechanischem Weg (Fotokopie, Mikrokopie) zu vervielfältigen.

1. Auflage, 2010

Gedruckt auf säurefreiem Papier

978-3-86955-277-4

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der Technischen Universität Braunschweig.

Herrn Prof. Dr.-Ing. W.-R. Canders gilt mein besonderer Dank für die mir ermöglichte wissenschaftliche Tätigkeit, die stete Hilfsbereitschaft und freundliche Unterstützung, die zum Gelingen der Arbeit beigetragen haben.

Ebenso danke ich Herrn Prof. Dr.-Ing. U. Seiffert für die Übernahme der Mitberichterstattung sowie für sein Interesse an dieser Arbeit. Herrn Prof. Dr.-Ing. W. Schumacher danke ich für die Durchführung des Prüfungsvorsitzes.

Weiterhin danke ich Herrn Dr.-Ing. Günter H. Tareilus und Herrn Dr.-Ing. Helmut Mosebach für die fachlichen Diskussionen im Zuge dieser Promotion. Danken möchte ich auch Herrn Dipl.-Ing. Quirin Maurus für die Unterstützung bei der Konstruktion der Magnetstabverstellung und Herrn Dipl.-Ing. Peter Hoffmann für die Mithilfe beim Aufbau des Prüfstands und bei der Durchführung der Messungen. Für die unkomplizierte Kooperation möchte ich mich bei den Mitarbeitern der institutseigenen Werkstatt stellvertretend bei Herrn Jochen Bonney sowie bei allen Mitarbeitern des Instituts für deren Unterstützung bedanken. Gern werde ich mich an die fruchtbaren Diskussionen innerhalb des Ansys-Kompetenzteams, die Hilfsbereitschaft und die sehr freundliche Atmosphäre im Institut erinnern.

Im Zusammenhang mit dem Aufbau des Prototypen danke ich Herrn Dr.-Ing. A. Colotti von der Landert Motoren AG sowie stellvertretend für die Firma LCD-LaserCut AG Herrn Georg Senn für die kompetente Zusammenarbeit. Mein besonderer Dank gilt der Unterstützung von Herrn Dr.-Ing. A. Lange und Frau Dipl.-Ing. I. Verde der Voith AG, die mir den Aufbau und die Inbetriebnahme des Prototyps innerhalb eines gemeinsamen Projektes ermöglichten.

Für die wertvollen Erfahrungen, die ich durch die Begleitung von Projekten im Themenfeld „Hybridfahrzeug“ am Zentrum für Mechatronik Braunschweig sammeln konnte, danke ich deren Mitarbeitern und besonders den ehemaligen Geschäftsführern Herrn Dr.-Ing. S. Arnold, Herrn Dr.-Ing. R. Sundermeier und Herrn Dr.-Ing. K. Dröder für das mir entgegengebrachte Vertrauen.

Nicht zuletzt danke ich meiner lieben Frau Stefanie für die Unterstützung und die Geduld, die Sie mir während meiner Promotion entgegengebracht hat.

Braunschweig, Januar 2010
Henning Wöhl-Bruhn

Kurzfassung

Die Verknappung von Rohstoffressourcen und ein steigendes Umweltbewusstsein vergrößern den Anreiz für Hersteller von Fahrzeugen und elektrischen Maschinen deren Effizienz zu verbessern und neue Antriebssysteme zu entwickeln. Am Beispiel eines Hybrid-Stadtbusses werden in dieser Dissertation die Vorteile des Einsatzes einer optimierten elektrischen Maschine im Antriebsstrang gezeigt. Als neue elektrische Antriebskomponente wird eine Maschine mit eingebetteten Magneten und neuartigem Feldschwächverfahren vorgestellt.

Nach der Einleitung erfolgt die Betrachtung von Energieeinsparpotenzialen im Fahrzeugbetrieb. Dazu werden die Effizienz von Antriebsstrangkomponenten und die Einflüsse von Fahrzyklen betrachtet. Nach einer Strukturierung von Hybrid- und Elektrofahrzeugen werden Strategien sowie Verschaltung und Parametrisierung der Komponenten einer Gesamtfahrzeugsimulation dargestellt, die das Verhalten des zum Vergleich herangezogenen Stadtbusses widerspiegeln. Motiviert durch die Ergebnisse dieser Simulation ist das Ziel die Auslegung der neuen Synchronmaschine anstelle der bisher eingesetzten Asynchronmaschine. Diese Schenkelpolmaschine mit variabler Permanentmagnetenerregung weist besondere Eigenschaften hinsichtlich der Leistungsfähigkeit, des Wirkungsgrads und der Schleppverluste auf.

Nach der Vorstellung eingesetzter Berechnungsverfahren erfolgt eine umfangreiche Klassifizierung der Feldschwächverfahren von Synchronmaschinen. In diese Struktur wird das neue Verfahren zur Schwächung des Erregerfeldes eingegliedert, welches mit dem Namen Integrated Magnet Adjustable Bar (IMAB) bezeichnet wird und eine wesentliche Innovation dieser Arbeit darstellt. Mit diesem Verfahren sind die gewünschten Eigenschaften der Maschine erreichbar.

Es wird anschließend eine Methodik zur schnellen Berechnung von Kennfeldern vorgeschlagen, die das Verhalten der Maschine in ihrem gesamten Betriebsbereich beschreiben. Durch deren Einbindung in eine Optimierung erfolgt die Auslegung der neuen IMAB-Maschine. Es folgt die Realisierung in Form eines Prototyps, auf dessen Rotoraufbau und -konstruktion eingegangen wird. Die Vorteile dieser Maschine werden zum Abschluss der Arbeit durch Messergebnisse und Vergleiche mit numerischen Berechnungsergebnissen bestätigt.

Abstract

The shortage of resources and a growing environmental awareness force car and electric machine manufacturers to improve the efficiency of established concepts and to develop new drive systems. In this dissertation the advantages of using an optimised electric machine are represented by an exemplarily hybrid electric city bus. To meet the targets of the drive-train, a permanent magnet synchronous machine with embedded magnets (also known as interior permanent magnets) and a novel type of field-weakening capability is introduced.

Initially possibilities for saving energy during drive operation are examined and topologies of hybrid electric vehicles are structured. On the basis of a real drive-train a simulation tool – incorporating strategies and parameterisations of components – is used to observe the characteristics of the system with different properties of the electric machine. Encouraged by the results, the novel salient pole machine is designed to replace the obsolete asynchronous machine.

An introduction of specifics and calculation methods for machines with embedded magnets as well as a structured overview of different techniques of field-weakening procedures are given. The novel type of machine is placed in this structure and named Integrated Magnet Adjustable Bar (IMAB) machine. The usage of the implemented flux-weakening leads to a wide speed range machine with high performance, high efficiency and reduced idling losses.

For the design, the methodology for the fast calculation of characteristic diagrams is explained. By using these maps the magnetic circuit of the new machine was optimised. A suitable construction and assembly of the proposed machine as well as results of measurements of the prototype are presented. Concluding theoretical advantages of the exemplary IMAB machine are experimentally verified.

Gewidmet meiner lieben
Familie.

Inhaltsverzeichnis

1	Einleitung	1
1.1	Randbedingungen	1
1.2	Struktur der Arbeit	3
2	Der elektrische Antrieb im Antriebsstrang von Straßenfahr- zeugen	5
2.1	Verbesserung der Energieeffizienz	6
2.1.1	Fahrwiderstand	7
2.1.2	Verluste von Antriebsstrangkomponenten	9
2.1.3	Fahrspiel- und Zyklenbetrieb	14
2.2	Hybridfahrzeuge	16
2.2.1	Gruppierung nach Antriebsstrukturen	17
2.2.2	Gruppierung nach Leistungsfähigkeit des elektrischen Ener- giespeichers	21
2.3	Elektrofahrzeuge	22
2.3.1	Batteriefahrzeuge	23
2.3.2	Brennstoffzellenfahrzeuge	24
3	Vorstellung von Antriebsstrang, Modellierung und Optimie- rungsziel	25
3.1	Quasistationäre vorwärtsgerichtete Simulation	27
3.2	Modellierung der Komponenten	29
3.2.1	Energiespeicher	29
3.2.2	Elektrische Maschine und zugehöriges Getriebe	31
3.2.3	24 V-Bordnetz	35
3.2.4	Verbrennungskraftmaschine mit Starter	35
3.2.5	Kupplung und Fahrzeuggetriebe	37
3.2.6	Rad und konventionelle Bremse	39
3.2.7	Karosserie	39
3.3	Betriebsstrategie	39
3.3.1	Schaltstrategie	40
3.3.2	Energiemanagement	41
3.4	Simulationsergebnisse	47
3.4.1	Kraftstoffverbrauch bei unterschiedlichen Betriebsmodi	47

3.4.2	Kraftstoffverbrauch bei eingeschränkter Leistungsfähigkeit der elektrischen Maschine	49
3.5	Fazit	50
4	Verfahren zur Berechnung von Synchronmaschinen	53
4.1	Magnetische Materialien und Definitionen der relativen Permeabilität	53
4.2	Berücksichtigung von Permanentmagneten	58
4.2.1	Modellierung unterschiedlicher Magnetformen	58
4.2.2	Berücksichtigung von Streuflüssen	60
4.3	Allgemeine Spannungsgleichungen gekoppelter Leiterschleifen .	62
4.4	Spannungsgleichungen einer dreisträngigen rotierenden Synchronmaschine	64
4.5	Berechnung von dreisträngigen Maschinen nach dem Grundwellenmodell	65
4.5.1	Spannungsgleichungen für Schenkelpol- und Vollpolmaschinen	66
4.5.2	Überführung der Gleichungen in das einphasige Ersatzschaltbild	74
4.5.3	Drehmomentberechnung	77
4.6	Berechnung mit Hilfe der Finiten-Elemente-Methode	79
4.6.1	Spannungsspeisung der Maschine	80
4.6.2	Berechnung von Induktivitäten zur Lösung der Spannungsgleichungen	80
4.6.3	Fazit zu vorgestellten FE-Berechnungsmethoden	83
5	Feldschwächung bei Synchronmaschinen	85
5.1	Prinzip und Einsatzgebiet der Feldschwächung	85
5.2	Stellung des Hauptflusses und Klassifizierung von Verfahren . .	87
5.3	Feldschwächung durch Vorkommutieren des Ankerstroms (Stand der Technik)	88
5.4	Vorstellung alternativer Feldschwächverfahren	92
5.4.1	Verstellung der bestehenden Durchflutung	93
5.4.2	Nutzung zusätzlicher Durchflutungen	95
5.4.3	Veränderung magnetischer Widerstände	100
5.5	Abschließende Bewertung alternativer Verfahren zur Feldschwächung	104
6	Magnetkreisauslegung	107
6.1	Das Design von Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten	107
6.1.1	Das Design von Maschinen mit verteilter Drehstromwicklung	108

6.1.2	Das Design von Maschinen mit Einzelzahnwicklung . . .	109
6.1.3	Eigenschaften unterschiedlicher Magnetanordnungen im Rotor	110
6.2	Das neue Konzept: IMAB-Maschine	112
6.3	Randbedingungen für die Magnetkreisauslegung	115
6.3.1	Vorstellung des Stators	116
6.3.2	Restriktionen und Festlegungen für das Rotordesign . .	116
6.4	Rotordesign und -optimierung	119
6.4.1	Betriebsstrategie für einen verlustoptimalen Betrieb der Maschine mit eingebetteten Magneten	119
6.4.2	Kennfeldberechnung während der Magnetkreisauslegung	121
6.4.3	Kombination von einsträngigem und dreisträngigem Statormodell in der FE-Rechnung mit der analytischen Rechnung	122
7	Ausführung des Prototyps und experimentelle Überprüfung	127
7.1	Ergebnisse der FE-Rechnung	127
7.1.1	Feldbilder und Kennfelder zur Beschreibung der Maschine	127
7.1.2	Berücksichtigung von mechanischen Spannungen im Rotorblechschnitt	134
7.2	Konstruktion von Rotor und Verstellereinrichtung	138
7.2.1	Integration des Rotors in den vorhandenen Stator . . .	138
7.2.2	Konstruktion der Magnetstäbe und Verstellereinrichtung .	139
7.3	Experimentelle Verifikation	142
7.3.1	Verstellung der Magnetstäbe	142
7.3.2	Prüfstands Aufbau	142
7.3.3	Messungen	145
7.4	Fazit und Zusammenfassung der Ergebnisse	156
8	Zusammenfassung und Ausblick	161
	Literaturverzeichnis	165
	Abkürzungsverzeichnis	175
	Formelzeichen und Indizes	177
	Anhang	183

1 Einleitung

Mobilität ist heute eine Grundlage für das Funktionieren unserer Wirtschaft und als vorhandenes Bedürfnis jedes Einzelnen zu verstehen. Entsprechend sind Technik und Energie für den Transport von Gütern und Menschen bereitzustellen. Steigende Energiepreise, Umweltbewusstsein und die Abhängigkeit von öl- und gasexportierenden Ländern vergrößern den Drang nach Erschließung neuer Energiequellen, sowie den Wunsch zur Verbesserung bestehender Transportsysteme. Die in dieser Dissertation vorgestellten Ergebnisse sollen einen weiteren Schritt hin zu einer umweltschonenden, nachhaltigen Verkehrs- und Antriebstechnik bereiten. Im Zuge dieser Arbeit dient ein Straßenfahrzeug als Anwendungsbeispiel für den Einsatz einer neuen Maschine, die auch auf andere Systeme mit elektrischem Antrieb übertragbar ist.

1.1 Randbedingungen

Um das Einsparpotenzial verschiedener Bereiche aufzudecken, lohnt ein Vergleich der Schadstoffemissionsanteile in unterschiedlichen Sektoren. Dabei wird deutlich, dass dem Bereich Verkehr in Bezug auf die Schadstoffemission eine große Bedeutung zukommt: 20 % der energiebedingten CO_2 -Emissionen im Jahr 2007 stammten in Deutschland (neben den Sektoren der Energiewirtschaft, Industrie, Haushalte sowie Gewerbe, Handel und Dienstleistungen) aus diesem Sektor, wobei der Anteil an SO_2 -Emissionen 38 % betrug, der der NO_x -Emissionen sogar 58 % [1]. Vergleicht man die Schadstoffemissionen einzelner Verkehrsträger wird deutlich, dass der Personenkraftwagen (Pkw) – insbesondere aufgrund der schlechten mittleren Auslastung – direkt nach dem Flugzeug am meisten Schadstoffe pro Person und Kilometer ausstößt [2]. Mit der Berücksichtigung, dass über 80 % der gefahrenen Personenkilometer mit motorisierten Straßenfahrzeugen zurückgelegt werden [3], ist die Einschränkung oder Verbesserung der Effizienz dieses Verkehrsträgers für eine deutliche Verringerung der Schadstoffemission anzustreben.

Aufgrund des hieraus resultierenden steigenden politischen Drucks hat der Verband der europäischen Automobilhersteller Association des Constructeurs Eu-

1 Einleitung

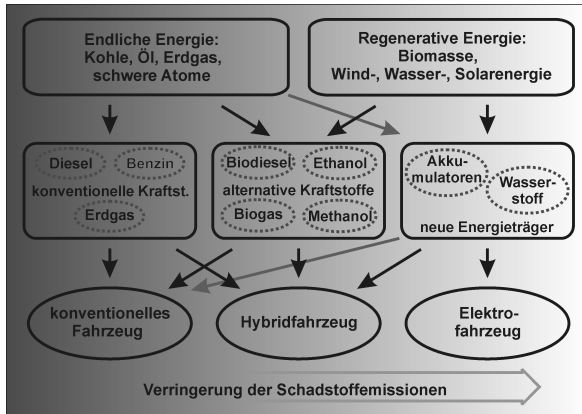


Abbildung 1.1: Übersicht von Energieträgern für unterschiedliche Antriebe von Fahrzeugen

ropéens d'Automobiles (ACEA) gegenüber der Europäischen Kommission eine Selbstverpflichtungserklärung abgegeben, welche vorsieht bis 2015 bei allen in der Europäischen Union jährlich neu zugelassenen Pkw die durchschnittlichen CO_2 -Emissionen auf $120 \frac{\text{g}}{\text{km}}$ abzusenken. Für das Jahr 2020 liegt das langfristige Ziel derzeit bei $95 \frac{\text{g}}{\text{km}}$. Ähnliche Verpflichtungen der Japan Automobile Manufacturers Association (JAMA) oder des Zero Emission Vehicle (ZEV) Mandats in Kalifornien führen zu einem Handlungsbedarf der Automobilhersteller den Verbrauch von Pkw zu verringern. Höhere Energiepreise und eine mögliche Besteuerung von Nutzfahrzeugen hinsichtlich deren Schadstoffemission vergrößern zusätzlich die Attraktivität energiesparender Antriebsstränge auch für Lastkraftwagen und Busse.

Die Maßnahmen zur Verringerung von Emissionen und die Schonung unserer Ressourcen beschränken sich auf die Optimierung bestehender Energiewandler oder forcieren neue Antriebe (vgl. Abbildung 1.1). Um dies realisieren zu können, focussiert sich die Industrie insbesondere auf eine reduzierte Nutzung von endlichem Benzin- und Dieselmotorkraftstoff. Alternative Kraftstoffe bieten zum Teil die Möglichkeit aus regenerativer Energie hergestellt zu werden: Erzeugt aus Biomasse, Wind-, Wasser- und Solarenergie können sie ebenso in einem Verbrennungsmotor (nahezu CO_2 -neutral) verbrannt werden. Um die Effizienz des Energiewandlers im Fahrzeug zu steigern ist der Einsatz von Elektromotoren sowohl in Kombination mit Verbrennungsmotoren in Hybridfahrzeugen, als auch als alleiniger Antrieb in Elektrofahrzeugen vorteilhaft. Obwohl Wasser-

stoff in Motoren verbrannt werden kann, ist dennoch der mögliche Wirkungsgrad bei der Herstellung von elektrischer Energie in einer Brennstoffzelle höher. Alternativ kann elektrische Energie auch über Akkumulatoren (allgemein als Batterie bezeichnet) im Fahrzeug bereitgestellt werden. Zur Einbindung neuer Energieträger und zur Effizienzsteigerung von Antrieben werden derzeit große Anstrengungen im Bereich Forschung und Entwicklung für die Serienentwicklung von Hybrid- und Elektrofahrzeuge unternommen.

Ob als bordeigene Energiequelle des elektrischen Antriebsmotors Wasserstoff, eine Batterie oder Alternativen zum Einsatz kommen, hängt vom Einsatzgebiet des Fahrzeugs ab und wird durch die Entwicklung der zugehörigen Infrastruktur und notwendiger Kernkomponenten der Technik beeinflusst. Die Einbindung eines elektrischen Antriebs mit hoher Leistung in das Fahrzeug regt zusätzlich die Forschung an, z. B. zugehörige Elektronik oder die Effizienz von Baugruppen durch den Einsatz neuer Werkstoffe zu verbessern. Zusammen mit der Energieerzeugung aus regenerativen Energien ist in der Zukunft eine deutliche Verringerung der Schadstoffemission im Sektor Verkehr möglich.

1.2 Struktur der Arbeit

Innovative Inhalte der Arbeit sind die programmierte und in enger Anlehnung an die Realität parametrisierte Gesamtfahrzeugsimulation, das eingesetzte Berechnungsverfahren zur Auslegung von Synchronmaschinen sowie die neuartige Magnetanordnung. Es folgt ein Überblick über die Struktur der Arbeit:

Im folgenden Kapitel wird auf den Einsatz der elektrischen Maschine im Antriebsstrang eingegangen. Um die Effizienz des Fahrzeugs zu steigern, ist die Kenntnis von Verlustmechanismen bei dessen Betrieb notwendig. Im Zuge dessen werden Fahrwiderstand, Komponenten des Antriebsstrangs und der Einfluss von Leerlaufphasen betrachtet. Im Anschluss erfolgt die Diskussion von Varianten und eine Darstellung der Vorteile von Hybrid- und Elektrofahrzeugen.

Das Potenzial, das in der Verbesserung des elektrischen Antriebs eines Hybrid-Stadtbusses steckt, ist Inhalt des dritten Kapitels. Es stellt die Ausgangsbasis und die Motivation für die Entwicklung einer neuen elektrischen Maschine dar. Der Antriebsstrang sowie dessen zugehörige Komponenten werden anhand eines erstellten Gesamtfahrzeug-Simulationsmodells vorgestellt. Struktur des Antriebs, die Auswahl von Fahrzyklen und die implementierten Strategieblöcke werden präsentiert. Der qualitative Vergleich des Kraftstoffverbrauchs am Ende des Kapitels zeigt die Vorteile eines optimierten elektrischen Antriebs.

1 Einleitung

Verfahren zur Berechnung und zur Feldschwächung des Erregerfeldes von Synchronmaschinen werden als Basis für die spätere Auslegung im vierten und fünften Kapitel zusammengestellt. Kern der Betrachtungen im vierten Kapitel sind Berechnungsgrundlagen und die Überführung von Gleichungen des dreiphasigen in das einphasige Ersatzschaltbild der Schenkelpolmaschine. Im fünften Kapitel erfolgt eine überschneidungsfreie Klassifizierung von Feldschwächverfahren. Diese entstand während der Auslegung der Maschine und bildete eine wichtige Grundlage zur Definition der neuen Maschine, welche eine Lücke in der aufgezeigten Struktur schließt.

Das Vorgehen bei der Auslegung der Maschine mit neuem Feldschwächverfahren für den Stadtbus wird im sechsten Kapitel umrissen. Dazu wird eine Methodik vorgestellt, die eine Kombination von Berechnungen im drei- und einphasigen Ersatzschaltbild zur Verringerung der Rechenzeit bei nahezu gleichbleibender Qualität der für die Auslegung entscheidenden Ergebnisse zeigt. Dieses Verfahren wurde angewendet, um den Magnetkreis des Prototypen zu entwerfen.

Das anschließende Kapitel fasst Ergebnisse der numerischen Berechnungen zusammen, die wichtige Eigenschaften des Prototyps veranschaulichen. Dazu werden unter anderem eine Vielzahl von Kennfeldern gezeigt, die das erwartete Verhalten des Antriebs erklären. Es folgen Details zur Konstruktion der Maschine und zum Prüfstand, welcher das Umfeld für die umfangreichen Messungen am Prototyp widerspiegelt, ehe die Messergebnisse sowie Vergleiche zu numerischen Berechnungen dargestellt werden. Den Abschluss der Arbeit bildet eine Zusammenfassung wesentlicher Erkenntnisse und ein Ausblick auf weitere Schritte zur Weiterentwicklung der Maschine.

2 Der elektrische Antrieb im Antriebsstrang von Straßenfahrzeugen

Der Verbrennungsmotor befindet sich heute in nahezu jedem Straßenfahrzeug und ist schlichtweg *der* Primärenergiewandler zur Bereitstellung der Antriebsleistung des Fahrzeugs. Der Grund dafür liegt in erster Linie in den Vorteilen der flüssigen fossilen Kraftstoffe. Sie hatten in den vergangenen Jahrzehnten eine hohe Verfügbarkeit und ihre hohe Energiedichte ermöglicht zudem einen großen Aktionsradius. Die elektrische Maschine findet in diesen konventionellen Fahrzeugen lediglich in Form eines Starters, einer Lichtmaschine oder als Aktuator kleiner Leistung ihren Einsatz. Dennoch gewinnt der elektrische Antrieb höherer Leistung im Zuge der Verbreitung einiger neuer Antriebsarten an Bedeutung. Ein Grund dafür ist, dass bestimmte Einsparpotenziale erst durch diese erschließbar sind und für den Kunden zusätzliche Vorteile bieten. Je nach Antriebsstruktur und Einsatzort des elektrischen Antriebs unterscheiden sich dessen Anforderungen. Neben den generellen Forderungen nach niedrigem Gewicht und Kosten variieren zum Teil konkurrierende Ziele für die Auswahl und Ausführung der elektrischen Maschine und dessen Stromsteller. Typische Ziele sind:

- Hoher Wirkungsgrad
- Großer Überlastbereich und/oder großer Drehzahlbereich
- Gute Integrationsfähigkeit in bestehende Fahrzeugkonzepte
- Geringe Ausfallwahrscheinlichkeit und lange Lebensdauer
- Vibrations- und geräuscharm
- Kein zusätzlicher Kühlkreislauf
- Wartungsfrei

In diesem Kapitel soll der Einsatz der elektrischen Maschine unter dem Aspekt der Energieeinsparung betrachtet werden: Möglichkeiten und Grenzen von konventionellen Antriebssträngen und das Potenzial durch den Einsatz eines leis-

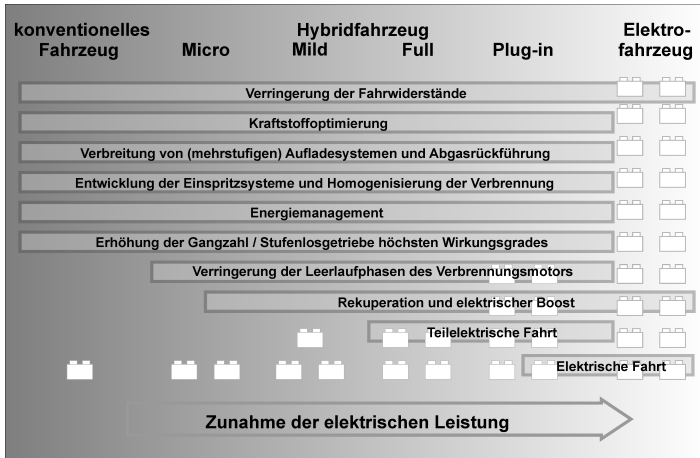


Abbildung 2.1: Möglichkeiten zur Steigerung der Effizienz unterschiedlicher Fahrzeug-Antriebssysteme

tungsfähigen elektrischen Antriebs werden aufgezeigt. Nachfolgend werden Gruppen von Hybrid- und Elektrofahrzeugen erläutert, ehe abschließend auf die Verbreitung, sowie auf Anforderungen an die elektrische(n) Maschine(n) und deren Leistungselektronik im Antriebsstrang von Straßenfahrzeugen eingegangen wird.

2.1 Verbesserung der Energieeffizienz

Die in der Einleitung gezeigte Notwendigkeit, Energie auch im Transportsektor effizienter einzusetzen, führt zwangsläufig zur Betrachtung von Einsparpotenzialen, die zur Senkung des Verbrauchs und zur Vermeidung von Schadstoffen führen. Da durch die Automobilhersteller bereits im Laufe der letzten Jahrzehnte große Anstrengungen unternommen wurden, eine Verbrauchssenkung bzw. eine verbrauchsneutrale Steigerung der Fahrleistungen zu erzielen, sollen wichtige Maßnahmen in Abbildung 2.1 zusammengefasst werden. Dargestellt wird in diesem Schaubild unter anderem ein möglicher Übergang von den konventionellen Straßenfahrzeugen hin zu Hybrid- und Elektrofahrzeugen, die mit zunehmender elektrischer Leistung ohne Einsatz des Verbrennungsmotors auch einen größeren Speicher für elektrische Energie benötigen. Bisher von europäischen Automobilherstellern bereits in die Serie eingeführte Verbesserungen

konzentrieren sich auf die Optimierung des konventionellen Antriebsstrangs [4].

Einen wichtigen Meilenstein für die Umweltverträglichkeit des Verbrennungsmotors stellt der Katalysator dar, der zur Verringerung von unverbrannten Kohlenwasserstoffen und Kohlenmonoxid beiträgt. Ausgehend von den Kraftstoffen wurden zusätzlich durch deren Optimierung, den Verzicht auf Blei und die Verringerung von Schwefel sowie Aromen, die Abgase schadstoffärmer. Wichtige Fortschritte wurden in der Verbrennungsmotorentechnik durch die Verbesserung von Brennverfahren und der Aufladung erreicht. Die Abgasrückführung und optimierte Einspritzsysteme verringern die Erzeugung von Stickoxiden durch eine niedrigere Verbrennungstemperatur im Brennraum. Die Einführung der Euro4 und Euro5 Normen machen diese Systeme und zusätzliche Filter im Abgasstrang notwendig. Die Einführung und Beimischung von CO₂-neutralen Kraftstoffen, der so genannten Biokraftstoffe, verhindert die zusätzliche Freisetzung von Kohlenwasserstoffen aus den fossilen Rohstoffreserven in die Umwelt. Weitere Felder für eine Energieeinsparung bei konventionellen Fahrzeugen bestehen in der Optimierung eines aktiven Wärme- und Bordnetz-Energiemanagements.

Bei Betrachtung des Getriebes als nachgelagerte Antriebskomponente sind neben der Reduzierung von Schleppverlusten die Erhöhung der Zahl von Stufen der Schaltgetriebe die wichtigste Weiterentwicklung. Sie ermöglicht die Vergrößerung des Wirkungsgrads des Verbrennungsmotors, da dieser dadurch häufiger in günstigeren Bereichen betrieben wird.

Unabhängig von den Verbesserungen dieser klassischen Antriebskomponenten wirkt sich eine Verringerung der Fahrwiderstände positiv aus. Möglichkeiten und Grenzen zur Senkung von Verlusten und Verbrauch werden in den folgenden drei Abschnitten *Fahrwiderstand*, *Verluste von Antriebsstrangkomponenten* und *Fahrspiel- und Zyklusbetrieb* aufgezeigt.

2.1.1 Fahrwiderstand

Die Fahrwiderstandsgleichung zeigt die wesentlichen Einflüsse des Leistungsbedarfs für den Vortrieb eines Fahrzeugs. Grundsätzlich ist die Leistung P_{Fzg} bei Geradeausfahrt durch die Zugkraft F_{Zug} und die Fahrgeschwindigkeit des Fahrzeugs v_{Fzg} nach Gleichung 2.1 bestimmt. Die Zugkraft setzt sich aus der Beschleunigungskraft F_{Beschl} und dem Fahrwiderstand F_{Fahrw} zusammen.

$$P_{Fzg} = F_{Zug} \cdot v_{Fzg} = (F_{Beschl} + F_{Fahrw}) \cdot v_{Fzg} \quad (2.1)$$

2 Der elektrische Antrieb im Antriebsstrang von Straßenfahrzeugen

Die Beschleunigungskraft kann nach Gleichung 2.2 aus der Beschleunigung des Fahrzeugs a_{Fzg} und der Fahrzeugmasse m_{Fzg} ermittelt werden.

$$F_{Beschl} = m_{Fzg} \cdot a_{Fzg} \quad (2.2)$$

Der Fahrwiderstand berechnet sich entsprechend der Gleichung 2.3 aus den Kräften Rollwiderstand F_{Ro} und Luftwiderstand F_{Lu} des Fahrzeugs sowie der Kraft F_{St} , welche aufgrund einer Fahrbahnsteigung auf das Fahrzeug wirkt.

$$F_{Fahrw} = F_{Ro} + F_{Lu} + F_{St} \quad (2.3)$$

Der Rollwiderstand nach Gleichung 2.4 wird zum einen durch die Verformung von Rad und Untergrund sowie die Reibung zwischen Rad und Fahrweg hervorgerufen. Er wird maßgeblich durch die Gravitationsbeschleunigung g , die Masse des Fahrzeugs und die Steigung des Fahrwegs α_{St} beeinflusst. Der zusätzliche Fahrwiderstandsbeiwert f_{Ro} kann vereinfacht aus der Kontaktfläche von Reifen und Fahrbahn (Hertzsche Fläche) sowie dem Raddurchmesser abgeschätzt werden oder einer Funktion bestehend aus Rollkoeffizienten als Faktoren unterschiedlicher Potenzen der Fahrzeuggeschwindigkeit folgen. Aus Messungen abgeleitete Werte berücksichtigen zusätzlich die Beschaffenheit des Untergrunds, die Ausführung von Profil, Walkverhalten und Luftdruck des Reifens.¹

$$F_{Ro} = f_{Ro} \cdot m_{Fzg} \cdot g \cdot \cos\alpha_{St} \quad (2.4)$$

Der Luftwiderstand berechnet sich nach der Fahrzeug- und der Gegenwindgeschwindigkeit v_{Wind} , nach der Dichte des umgebenden Mediums ρ (hier Luft), der Querspanntfläche A_{Qu} sowie dem Luftwiderstandsbeiwert c_w , der als aerodynamische Güteziffer des Fahrzeugs verstanden werden kann (Gleichung 2.5).

$$F_{Lu} = \frac{1}{2} \cdot \rho_{Lu} \cdot c_w \cdot A_{Qu} \cdot (v_{Fzg} + v_{Wind})^2 \quad (2.5)$$

Der Steigungswiderstand wird bei negativen Vorzeichen auch als Hangabtriebskraft bezeichnet und ist durch die Fahrzeugmasse, die Gravitationsbeschleunigung und die Steigung α_{St} nach Gleichung 2.6 festgelegt.

$$F_{St} = m_{Fzg} \cdot g \cdot \sin\alpha_{St} \quad (2.6)$$

¹Unter Einbezug der Fahrzeugquerdynamik bedarf es für die Berechnung des Fahrwiderstands zusätzlich der Berücksichtigung des Kurvenwiderstandsbeiwerts, der in gleicher Weise wie der Rollwiderstandsbeiwert in die Leistungsberechnung des Fahrzeugs eingeht.

Der Fahrwiderstand fasst die Kräfte aus Roll-, Luft- und Steigungswiderstand zusammen, sodass unter der Berücksichtigung aller Kräfte Gleichung 2.1 in Gleichung 2.7 überführt werden kann. Steigungswiderstand und Beschleunigungswiderstand können im Gegensatz zu den verbleibenden Kräften auch negative Werte annehmen.

$$\begin{aligned}
 P_{\text{Fzg}} &= (F_{\text{Beschl}} + F_{\text{Ro}} + F_{\text{Lu}} + F_{\text{St}}) \cdot v_{\text{Fzg}} \\
 &= m_{\text{Fzg}} \cdot (a_{\text{Fzg}} \cdot v_{\text{Fzg}} + f_{\text{Ro}} \cdot g \cdot \cos\alpha_{\text{St}} \cdot v_{\text{Fzg}} + g \cdot \sin\alpha_{\text{St}} \cdot v_{\text{Fzg}}) \\
 &\quad + \frac{1}{2} \cdot \rho_{\text{Lu}} \cdot c_w \cdot A_{\text{Qu}} \cdot (v_{\text{Fzg}}^3 + 2 \cdot v_{\text{Fzg}}^2 v_{\text{Wind}} + v_{\text{Fzg}} v_{\text{Wind}}^2) \quad (2.7)
 \end{aligned}$$

Die Fahrwiderstandsgleichung ermöglicht also eine makroskopische Betrachtung des Leistungsbedarfs für den Antrieb eines Fahrzeugs. Bei Betrachtung von Gleichung 2.7 für niedrige Geschwindigkeiten wird deutlich, dass die Masse linear in die benötigte Antriebsleistung eingeht und somit ein großes Optimierungspotenzial aufdeckt. Bei einer vorgegebenen Strecke und einem vorgegebenen Geschwindigkeitsprofil kann eine weitere Einsparung von Energie bei kleinen Fahrzeuggeschwindigkeiten hauptsächlich durch eine Verringerung des Rollwiderstands erfolgen. Für hohe Fahrgeschwindigkeiten wird der Luftwiderstand aufgrund des kubischen Zusammenhangs dominant und eröffnet weitere Möglichkeiten die Antriebsleistung zu senken. Dies ist durch die Verringerung von Querspanfläche und Luftwiderstandsbeiwert möglich. Die Automobilhersteller konnten in den vergangenen Jahren zwar den Luftwiderstandsbeiwert absenken, allerdings wurde die aerodynamische Optimierung durch die vergrößerten Fahrzeugabmessungen weitgehend ausgeglichen, sodass der Luftwiderstand kaum abgesenkt wurde.

Bei näherer Betrachtung des Antriebsstrangs im Fahrzeug werden weitere Verluste aufgedeckt, die in der Fahrwiderstandsgleichung nicht berücksichtigt werden, allerdings für die Effizienz des Fahrzeugantriebs eine große Rolle spielen. So kann bezüglich einer Berücksichtigung der Trägheit aller rotierender Elemente im Antriebsstrang des Fahrzeugs ein Drehmassenzuschlagsfaktor in Gleichung 2.2 für die Beschleunigungskraft hinzugefügt werden. Größer ist der Einfluss der Energiewandler und des eingesetzten Getriebes: Da diese Komponenten nicht ideal sind, haben sie einen wesentlichen Einfluss auf den Energieverbrauch des Fahrzeugs und werden in folgendem Abschnitt behandelt.

2.1.2 Verluste von Antriebsstrangkomponenten

Die folgenden Unterkapitel gehen auf die Verluste unterschiedlicher Antriebsstrangkomponenten ein.

Verbrennungsmotor

Die Verbrennungskraftmaschine (auch Verbrennungsmotor, VM) wandelt die im Kraftstoff gespeicherte chemische Energie in Wärme und einen Anteil davon durch Expansion des verbrennenden Luft-Kraftstoff-Gemisches in Bewegungsenergie um. Bei in Serie hergestellten Verbrennungsmotoren von Straßenfahrzeugen erfolgt ein zyklischer Ablauf der Verbrennung nach einem Kreisprozess. Effizienzsteigerungen konnten beispielsweise durch Optimierung der Brennraumgeometrie, Abmagern des Gemisches und Aufladung der Motoren unter Einhaltung geltender Abgasbestimmungen erzielt werden. Dennoch geht ein großer Teil der verfügbaren Energie in Form von Wärmeenergie (einschließlich der nicht genutzten Druckenergie des Abgases) verloren.

In Abbildung 2.2 sind typische Kennlinien und Linien gleichen Wirkungsgrads eines Sechszylinder-Dieselmotors im Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld in Anlehnung an [5] dargestellt. Von besonderem Interesse bezüglich des effizienten Einsatzes des Verbrennungsmotors ist die betriebsoptimale Linie (BOL) und der Arbeitspunkt mit dem höchsten Wirkungsgrad im Kennfeld (Bestpunkt). Liegt eine freie Wahl der Drehzahl des Verbrennungsmotors vor, kann dieser zur Erzeugung einer bestimmten Abgabeleistung in einem Arbeitspunkt auf der BOL betrieben werden. Der Wirkungsgrad über einem Lastspiel kann noch verbessert werden, indem der Motor in Abschnitten der BOL mit vergleichsweise niedrigen Wirkungsgrad nicht betrieben sondern statt dessen das Fahrzeug aus einem Energiespeicher gespeist wird, der wiederholt durch die VM aufgeladen wird, während diese mit einem höheren Wirkungsgrad arbeiten kann. Im Grenzfall wird der Motor nur im Bestpunkt betrieben oder abgeschaltet. Unter Einsatz eines idealen Energiespeichers und zugehörigen Energiewandlers für den Intervallbetrieb würde dann der höchstmögliche Wirkungsgrad nicht nur des VM sondern des gesamten Antriebs für ein Lastspiel erreicht werden.

Kupplung und Getriebe

Um ein Anfahren des Fahrzeugs mit dem Verbrennungsmotor über einen mechanischen Pfad zu ermöglichen, muss die Drehzahldifferenz von Rad- und Leerlaufdrehzahl mit Hilfe eines Anfahrlements überbrückt werden. Zusätzlich bedarf es der Anpassung der beiden Drehzahlen durch ein Getriebe, das zur Abdeckung eines großen Geschwindigkeitsbereichs variable Übersetzungen bereitstellen muss.

Als Anfahrlemente kommen üblicherweise Kupplungen zum Einsatz. Trockenlaufende Kupplungen erreichen im Synchronpunkt einen Wirkungsgrad nahe 100 %, da lediglich Ventilationsverluste anfallen. Nasslaufende Kupplungen überhitzen weniger schnell, weisen aber aufgrund des viskosen Füllmittels ge-

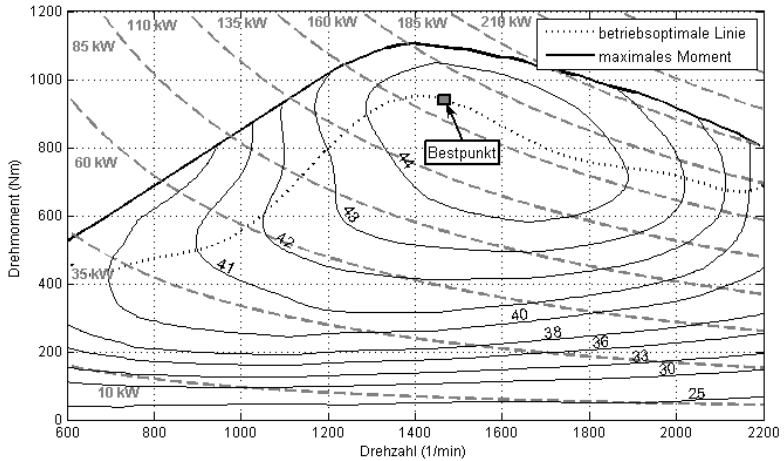


Abbildung 2.2: Wirkungsgradkennfeld in Anlehnung an den Sechszylinder-Dieselmotor OM 096 LA von Daimler-Benz [5]

ringförmig höhere Verluste auf, sodass die erreichten Wirkungsgrade geringfügig niedriger sind. Als Anfahrerelement eignet sich besonders gut der Hydrodynamische Drehmomentwandler, der durch seinen Aufbau mit Pumpen- und Turbinenrad ein höheres Ausgangs- als Eingangs-drehmoment ermöglicht. Da lediglich eine hydraulische Kopplung der beiden Wellen vorliegt, kann diese Kupplung schon als ein vollautomatisches, stufenloses Getriebe betrachtet werden. Es erzeugt allerdings besonders bei hohen Drehzahldifferenzen sehr hohe Wärmeverluste und erreicht bei Synchronbetrieb (ohne Wandlerüberbrückungskupplung) nur einen Wirkungsgrad von ca. 97 %.

Während die Drehzahldifferenzen der Antriebsräder bei der Kurvenfahrt mit einem Differentialgetriebe ermöglicht werden, bestehen für die Ausführung eines Getriebes mit variabler Übersetzung eine Vielzahl von Möglichkeiten: So können Mehrstufengetriebe mit Handschaltung oder mit einer Automatik ausgeführt werden sowie stufenlose Getriebe in Form von Umschlingungsgetrieben mit Stahlband (continuous variable transmission), hydrostatisch-mechanisch leistungsverzweigten oder elektrisch leistungsverzweigten Getrieben realisiert werden. Der Wirkungsgrad von Getrieben ist von den Drehzahlen, den zu übertragenden Drehmomenten und der Bauart des Getriebes abhängig. Stufengetriebe mit diskretem Wechsel fester Übersetzungen durch Tauschen von

im Eingriff befindlichen Zahnradpaarungen, weisen im normalen Fahrbetrieb für Getriebe sehr hohe Wirkungsgrade (deutlich $>90\%$) auf. Bei Getrieben stufenloser Übersetzungen hingegen treten höhere Verluste auf, die zu einem Wirkungsgrad deutlich unter 90% führen können [6].

Elektrischer Antrieb

Der elektrische Antrieb besteht aus einer elektrischen Maschine und einem Stellglied für deren Versorgung. Während bei einer Gleichstrommaschine die Stromstellung mit einem (leistungselektronischen) Schalter durchgeführt werden kann, vergrößert sich der Aufwand für mehrsträngige Maschinen.

Die klassische Gleichstrommaschine hat aufgrund des vergleichsweise niedrigen Wirkungsgrads und des Einsatzes von Kohlebürsten für den Einsatz im Antriebsstrang heute keine Bedeutung mehr. Auch die geschaltete Reluktanzmaschine (Switched Reluctance Machine, SRM) ist durch den vergleichsweise hohen Drehmomentrippel und Blindleistungsbedarf für den Einsatz in Straßenfahrzeugen weniger interessant. Die Transversalfeldmaschine (TFM) stellt durch ihre geringen Verluste im gesamten Arbeitsbereich eine sehr interessante Alternative dar. Berechnung und Konstruktion sind aufgrund von dreidimensionalen Führungen des magnetischen Flusses und akustischer Probleme allerdings aufwendig [7], sodass heute vorwiegend Asynchronmaschinen (ASM) und permanentmagneterregte Synchronmaschinen (PMSM) zum Einsatz kommen. Ein Vergleich der unterschiedlichen Maschinentypen wird beispielsweise in [8] gezeigt. Den Vorteilen der Asynchronmaschine mit Käfigläufer und ihrem robusten und einfachen Aufbau stehen prinzipiell höhere Wirkungsgrade der Synchronmaschine mit Permanentmagneterregung bei hohen Drehmomenten sowie im Teillastbetrieb bei niedrigen Drehzahlen gegenüber. Die Integration der Magnete erhöht allerdings Kosten und Komplexität des Rotors.

Die Verluste treten bei rotierenden elektrischen Maschinen im elektrischen und magnetischen Zweig sowie durch die Bewegung des Rotors auf. Hohe Schaltfrequenzen der Stromsteller führen zusätzlich zur Abstrahlung von Energie aus dem Leitungssystem des Antriebs. Während dieser Teil bezüglich der Verluste bei den hier betrachteten Leistungen vernachlässigbar ist, ist die Bedeutung für die elektromagnetische Verträglichkeit der Maschine groß. In der eingesetzten Leistungselektronik treten zusätzlich Durchlass- und Schaltverluste in den Leistungshalbleitern, sowie verhältnismäßig geringe Verluste in Steuerung und Treiberstufen auf. In den Zuleitungen und der Wicklung der Maschine entsteht Wärme infolge von Leitungsverlusten (Ohmsche Verluste), die bei hohen Drehmomenten (sowie Phasenströmen) und geringen Drehzahlen einen großen Anteil an den Gesamtverlusten haben. Mit zunehmender Drehzahl treten Hysteres- und Wirbelstromverluste in den Vordergrund. Sie entstehen durch magnetische

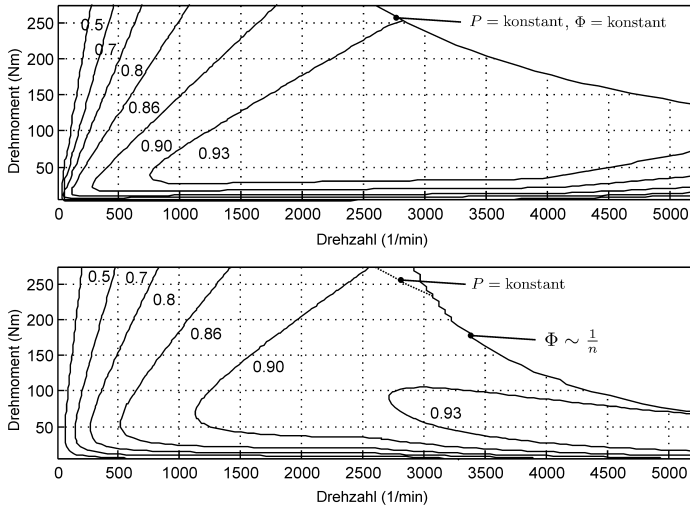


Abbildung 2.3: Wirkungsgradkennfelder für den Motorbetrieb einer PMSM (oben) und einer ASM (unten)

Grund- und Oberwellen hauptsächlich im Blechpaket der Maschine und werden aus diesem Grund auch als Eisenverluste bezeichnet. Wirbelströme treten zudem bei Pulsation des Feldes in Magneten und leitenden Materialien neben Eisen auf. Während Hystereseverluste bei sinusförmiger Anregung proportional zur Frequenz steigen, wachsen Wirbelstromverluste quadratisch zur Frequenz an [9], sodass diesen insbesondere bei hohen Frequenzen im Entwurfsgang besondere Beachtung geschenkt werden muss. Durch die Bewegung des Rotors entstehen Verluste durch Reibung im Lager und an den Oberflächen der rotierenden Teile. Insbesondere bei Einsatz des Rotors in viskosen Flüssigkeiten oder bei hohen Drehzahlen kommt diesen Verlusten besondere Bedeutung zu.

Typische Kennfelder beider Maschinentypen sind in der Abbildung 2.3 exemplarisch für den motorischen Betrieb gezeigt, wobei zur Berechnung des Wirkungsgrads Durchlass- und Schaltverluste der Leistungselektronik, sowie Ohmische Verluste und Eisenverluste berücksichtigt wurden. Die permanentmagnet-erregte Synchronmaschine verfügt über einen weiten Bereich konstanter Leistung und hat im Teillastbetrieb deutlich höhere Wirkungsgrade als die Asynchronmaschine. Die Asynchronmaschine stellt hingegen einen großen Überlastbereich bereit und hat besonders im hohen Drehzahlbereich weniger Verluste als die permanentmagnet-erregte Synchronmaschine. Das maximale Drehmo-

ment fällt bei der Asynchronmaschine stärker ab als bei der PMSM: Bei Erreichen der maximalen Klemmenspannung kann aufgrund des konstanten Flusses Φ über einen großen Bereich eine konstante maximale Leistung (P) abgegeben werden. Bei der ASM sinkt in diesem Fall der Fluss entsprechend dem Kehrwert der Drehzahl ($\frac{1}{n}$) und das maximale Drehmoment mit ($\frac{1}{n^2}$). Für den Einsatz der ASM als Fahrzeugantrieb ermöglicht dieser Verlauf abschnittsweise eine hohe Überlast bei niedrigen, bzw. eine verringerte maximale Leistung bei hohen Drehzahlen. Vorteil beider Antriebe sind die günstigen Drehmoment-Drehzahl Charakteristiken im unteren Drehzahlbereich, die – im Gegensatz zum Verbrennungsmotor – schon von Drehzahl Null an das maximale Drehmoment bereitstellen.

2.1.3 Fahrspiel- und Zyklenbetrieb

Der Kraftstoffverbrauch des Fahrzeugs ist nicht allein durch die Fahrwiderstände und die Verluste der Antriebskomponenten bestimmt. Zusätzlich kommt es bei Fahrzeugen mit konventionellem verbrennungsmotorischen Antrieb im Betrieb zu Verlusten, die aus dem Fahrspiel resultieren.

Während kurzer Stillstandsphasen des Fahrzeugs (z. B. Ampelstopp) wird keine Antriebsleistung benötigt, allerdings wird der Verbrennungsmotor nicht abgeschaltet und verbraucht somit Treibstoff. Dieser Anteil des Kraftstoffverbrauchs kann bei Fahrten mit häufigen oder längeren Stillstandsphasen einen erheblichen Anteil des Gesamtverbrauchs ausmachen. Exemplarisch werden in der Abbildung 2.4 Fahrgeschwindigkeit, kumulierter Verbrauch und Antriebsleistung als Graph für die Simulation einer Fahrt mit einem Stadtbus über den ECE(Economic Commission for Europe)-Zyklus gezeigt.² Die synthetisch erzeugte Fahrkurve simuliert Fahrten im Innenstadtverkehr und enthält im Vergleich zum außerstädtischen Verkehr beachtliche Stillstandszeiten und niedrige Fahrgeschwindigkeiten. Der kumulierte Verbrauch eines konventionellen Fahrzeugs (ohne VM-Abschaltung) verharrt nur in Zeiträumen des Bremsbetriebs auf gleicher Höhe, da in diesen Zeitabschnitten der VM geschleppt wird. Bei einem Fahrzeug mit Abschaltung des VM während der Stillstandsphasen erfolgt eine zusätzliche Energieeinsparung. In der gezeigten Simulation wird der bereits vorgestellte Dieselmotor (vgl. Abbildung 2.2) verwendet. Er hat im Vergleich zu den benötigten Antriebsleistungen eine sehr hohe maximale Leistung. Aufgrund des relativ hohen Verbrauchs im Leerlauf ist der Mehrverbrauch in Höhe von 9,3 % durch die Stillstandsphasen besonders markant. Im unteren Abschnitt von Abbildung 2.4 verdeutlichen Antriebsleistungen und Energieanteile

²Randbedingungen für die Simulation: Fahrzeugmasse: 15 t, Stufenlosgetriebe, Hochdrehzahlstart (ohne Einspritzung zusätzlichen Kraftstoffs zum Start des VM)

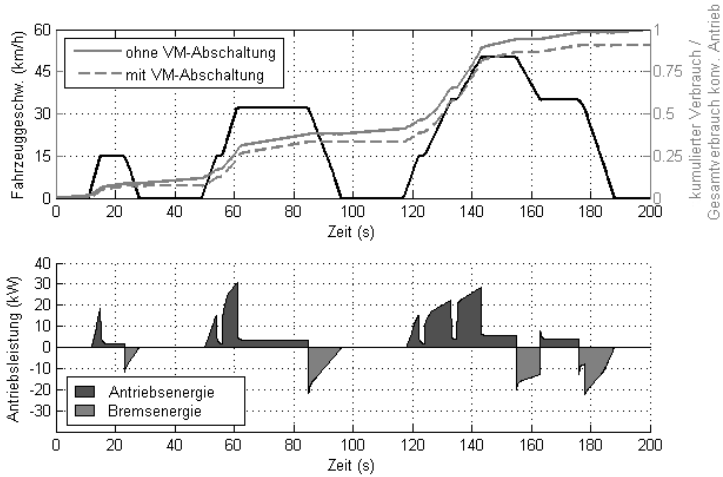


Abbildung 2.4: Exemplarischer Verbrauch, Leistungs- und Energiebedarf eines Stadtbusses im ECE-Zyklus

den Einfluss von Bremsvorgängen im Fahrzyklus: Überschüssige Energie wird bei Verzögerung des Fahrzeugs über Reibung im VM und mit Hilfe des Bremsystems des Fahrzeugs in Wärme umgewandelt und geht für den nachfolgenden erneuten Vortrieb des Fahrzeugs verloren. Ein Vergleich der Flächenanteile von Antriebs- und Bremsenergie deutet darauf hin, dass besonders bei Stadtfahrten ein Großteil der eingesetzten Energie in der konventionellen Fahrzeugbremse verloren geht.

Sollen Verluste, die aus dem Fahrspiel bzw. dem Fahrzyklus resultieren, nachhaltig verringert werden, erfordert dies einen Eingriff in den Antriebsstrang des Fahrzeugs. Sollen elektrische Antriebe eingesetzt werden, kann eine Vielzahl von Starts des Verbrennungsmotors oder die Rückgewinnung der kinetischen Energie aus dem Fahrzeug nur durch ein leistungsfähiges System aus elektrischer Maschine, Bordnetz und einem Energiespeicher für die elektrische Energie ermöglicht werden.

2.2 Hybridfahrzeuge

Bei einem Hybridfahrzeug³ kann die Bereitstellung der Antriebsleistung des Fahrzeugs durch zwei unterschiedliche Energiewandler erfolgen. Dies bedeutet, dass ein Hybridfahrzeug nicht zwangsläufig eine Kombination von Verbrennungsmotor und elektrischer Maschine sein muss. Es gibt eine Reihe alternativer Konzepte: Es wird beispielsweise bei Fahrrädern eine Kombination von Muskelkraft und elektrischer Energie [10] oder bei Straßen- oder Schienenfahrzeugen von Verbrennungsmotor und Druckluftspeicher [11] genutzt. In dieser Arbeit wird der Begriff Hybridfahrzeug fortan als Synonym für den englischen Begriff „Hybrid Electric Vehicle (HEV)“ verwendet, der eine Kombination aus Verbrennungsmotor und elektrischer Maschine in einem Antriebsstrang darstellt (auch thermo-elektrischer Hybridantrieb). In Hybridfahrzeugen werden Vorteile des konventionellen Antriebs mit denen des elektrischen (vgl. 2.1.2 und 2.1.3) kombiniert, um erwähnte zusätzliche Einsparungen zu erzielen. Je nach Ausstattung ergänzen folgende Funktionen des Hybridantriebs den konventionellen Antrieb:

- Abschalten und komfortables, schnelles (Wieder)Starten des Verbrennungsmotors (Start-Stopp-Funktion)
- Rückgewinnung und Speicherung von Bremsenergie (Rekuperation)
- Unterstützung des konventionellen Antriebs während Beschleunigungsphasen (Boost)
- Fahrt ohne Last bzw. Ausrollen ohne Betrieb des Verbrennungsmotors („Segeln“)
- Elektrische Fahrt ohne Betrieb des Verbrennungsmotors
- Lastpunktverschiebung bei gleichzeitiger Speicherung der zusätzlich erzeugten Energie

Nachteile von Hybridfahrzeugen sind ein komplexerer Antriebsstrang sowie eine aufwändigere Regelung, die auch ein Energiemanagement beinhalten muss. Außerdem vergrößern zusätzliche Maschinen und Energiespeicher die Masse und Herstellungskosten des Fahrzeugs.

In den folgenden Unterkapiteln erfolgt eine Gruppierung der Hybridfahrzeuge nach zwei unterschiedlichen Kriterien, die beide zusätzliche Funktionalitäten von Hybridfahrzeugen nach unterschiedlichen Gesichtspunkten berücksichtigen:

³ „hybrid“ (lateinisch): von zweierlei Herkunft

Die Unterteilung nach Antriebsstrukturen erfolgt im Hinblick auf die Anbindung der elektrischen Maschine(n) an den Antriebsstrang. Insbesondere die daraus resultierenden prinzipiellen Auswirkungen auf das Getriebe werden berücksichtigt. Die zweite Einteilung orientiert sich an der Leistungsfähigkeit des Speichers für die elektrische Energie – häufig ausgeführt als wiederaufladbare Batterie (BAT) – sowie der daraus resultierenden Rückwirkungen auf das Bordnetz.⁴ Die Frage nach der optimalen Gestaltung eines (Hybrid-) Antriebsstrangs aus Sicht des Kunden hängt wesentlich von der angestrebten Nutzung und nicht zuletzt von den Präferenzen des Fahrers ab.

2.2.1 Gruppierung nach Antriebsstrukturen

Es werden drei grundlegende Strukturen von Hybridantrieben unterschieden: der serielle, der parallele sowie der Mischhybrid. Die Einteilung in prinzipielle Anbindungsmöglichkeiten der elektrischen Maschine(n) wird in Abbildung 2.5 in Anlehnung an Voß [13] (auch in [14]) gezeigt.

Der serielle Hybrid

Allen Fahrzeugen mit dieser Strukturvariante ist die mechanische Kopplung mindestens eines Rads mit einer elektrischen Maschine (EM) ohne eine Anbindung des VM über einen mechanischen Pfad gemeinsam. Dadurch, dass diese mechanische Verbindung zum Verbrennungsmotor nicht besteht, wird ein Maximum an Freiheiten für die Gestaltung des Antriebssystems ermöglicht.

Durch die Übertragung der Leistung auf elektrischem Wege kann der Primärenergiewandler räumlich an einem anderen Platz im Fahrzeug untergebracht werden als der eigentliche Fahrentrieb. Dabei kann eine EM als Generator mit einer zweiten EM für den Achsantrieb kombiniert werden. Größere Designfreiheiten ergeben sich bei Verzicht auf eine Antriebsachse und dem Einsatz von mindestens zwei elektrischen Maschinen als Raddirektantriebe, über die sich auch eine Allradfunktionalität erreichen lässt. Dadurch kann auf ein mechanisches Getriebe zur Drehzahlanpassung verzichtet und der Verbrennungsmotor direkt auf seiner betriebsoptimalen Linie gefahren werden. Unter Einsatz eines leistungsfähigen elektrischen Energiespeichers ist es sogar möglich, den Verbrennungsmotor ausschließlich in seinem Bestpunkt zu betreiben und alternativ abzuschalten (vgl. 2.1.2). Nachteile des seriellen Hybridantriebsstrangs sind die mehrfache Wandlung der gesamten Antriebsenergie, die den Gesamt-

⁴In der Literatur sind weiterhin Gruppierungen z.B. nach Anteilen der Leistungen von elektrischer und verbrennungsmotorischer Maschine [12] zu finden, auf die in dieser Arbeit nicht weiter eingegangen wird.

2 Der elektrische Antrieb im Antriebsstrang von Straßenfahrzeugen

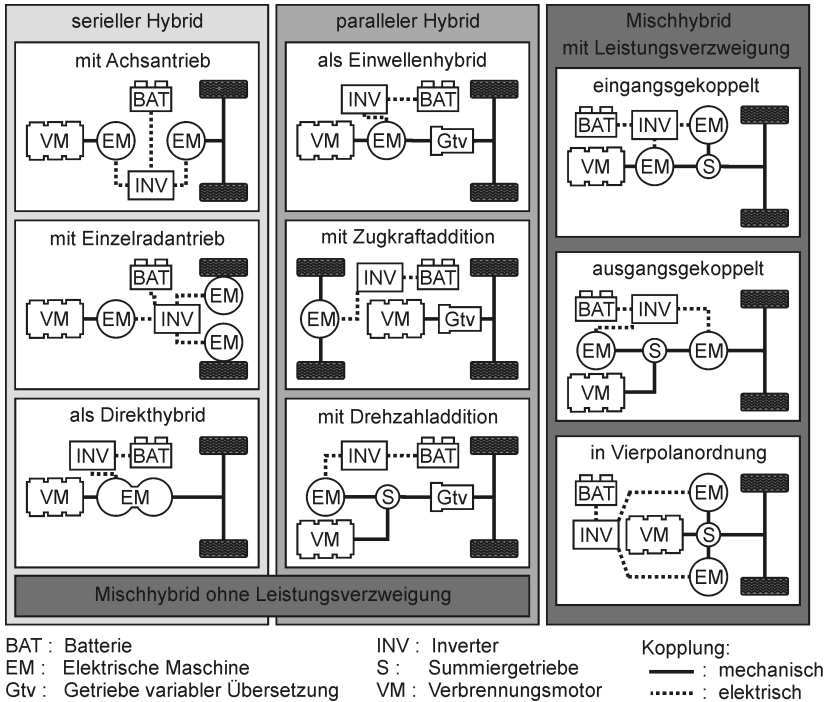


Abbildung 2.5: Strukturen von Hybridfahrzeugen

wirkungsgrad senkt, sowie die große installierte Leistung. Sie führt zu höheren Herstellungskosten und einer größeren Masse des Fahrzeugs, sodass derartige serielle Hybride eher im öffentlichen Personennahverkehr [15], insbesondere im Schienenverkehr [16] [17] oder bei Sonderfahrzeugen, anzutreffen sind.

Um die Nachteile des klassischen seriellen Hybrids zu verringern, wurde von der Volkswagen AG ein neues serielles Konzept mit der Bezeichnung „Direktantrieb“ etabliert. Bei diesem Konzept erfolgt die Zusammenführung der elektrischen Maschinen, die bei Antrieb des Fahrzeugs als Motor und Generator arbeiten. Durch die Anordnung zweier permanentmagnetenerregter Rotoren nebeneinander und einem gemeinsamen verschiebbaren Stator erfolgt eine mechanische Verstellung der wirksamen Aktivflächen beider Rotoren. Über diese Verstellung erfolgt die Beeinflussung der induzierten Spannung und bei geschickter Wahl der Statorströme kann ein variables Drehmoment auf der Ausgangsachse dieses elektrischen Getriebes erzeugt werden, das unabhängig von dessen Eingangsdrehzahl ist. Die Drehmomentbildung erfolgt nur in Augenblicken gewünschter Überdeckungen der Pole und erfordert eine hohe elektrische Frequenz. Diese führt zu großen Anforderungen an die Leistungselektronik (dargestellt als Inverter, INV, in Abbildung 2.5) und einer niederinduktiven Ausführung und Anbindung der Wicklung an den Wechselrichter [18].

Der parallele Hybrid

Die elektrische Maschine im parallelen Antriebsstrang führt entweder eine Drehzahladdition oder eine Drehmomentaddition durch. Während Erstere über ein Planetengetriebe (auch Summiergetriebe, S) keine praktische Relevanz hat, gibt es für die Drehmomentaddition eine Vielzahl umgesetzter Möglichkeiten das zusätzliche Drehmoment im Antriebsstrang einzukoppeln:

Bei Einwellenhybriden ist die elektrische Maschine coaxial zum Verbrennungsmotor angeordnet, während dies bei einem Zweiwellenhybrid nicht der Fall ist und eine Kopplung der Antriebe beispielsweise über einen Zahnriemen erfolgt. Eine weitere Unterscheidung erfolgt in Drehmomentaddition und Zugkraftaddition. Es handelt sich bei beiden Varianten physikalisch um das gleiche Prinzip, unterschieden wird jedoch, ob Elektro- und Verbrennungsmotor auf gleiche oder unterschiedliche Achsen des Fahrzeugs wirken. Der Grund für eine Vielzahl von Prototypfahrzeugen und in Serie ausgeführter Systeme [19] [20] liegt im Vorteil, dass sich die Leistungen der Energiewandler addieren. Der Verbrennungsmotor kann somit kleiner ausgeführt werden, wenn die elektrische Maschine für kurzzeitige Leistungsspitzen genutzt wird. Je nach Anordnung der elektrischen Maschine kann gegebenenfalls auf den Starter des Verbrennungsmotors und auf die Lichtmaschine verzichtet werden, sodass die zusätzlichen Kosten für den Hybridantrieb durch diese Einsparungen teilweise kompensiert werden können.

Der Mischhybrid

Mischhybride lassen sich in Varianten mit und ohne Leistungsverzweigung aufteilen. Ziel des Mischhybriden ist es, die Vorteile des parallelen und die des seriellen Hybrids zu kombinieren. Ohne eine Leistungsverzweigung kann der Antrieb wahlweise mit Hilfe einer seriellen oder einer parallelen Struktur erfolgen. Für das Anfahren des Fahrzeugs erfolgt der Antrieb seriell, während bei Erreichen einer bestimmten Geschwindigkeit eine Kupplung geschlossen wird, die einen direkten Kraftschluss zwischen dem VM und dem Achsantrieb ermöglicht. Vorteilhaft sind in dieser Struktur der Verzicht auf ein Getriebe variabler Übersetzung (Gtv) und die vom seriellen Antrieb bekannten Vorteile des elektrischen Fahrens. Allerdings werden mögliche Bauraumvorteile aufgegeben und der Einsatz einer zusätzlichen Kupplung sowie eine komplexe Betriebsstrategie notwendig [21].

Bei dem elektrisch leistungsverzweigten Hybridantriebsstrang kommt es zur Einbindung von mindestens zwei elektrischen Maschinen, die zusammen mit dem Verbrennungsmotor und der Antriebsachse an einem Summiergetriebe angebunden werden. Je nach Kopplung entsteht eine Vierpol- oder Dreipolstruktur. Eine systematische Untersuchung dieser Strukturen wird in [22] durchgeführt. Das mechanische Getriebe kann je nach Komplexität aus einem oder mehreren Planetenradsätzen und Kupplungen bestehen. Innerhalb des Getriebes kommt es zu einer Aufteilung der Leistung des Verbrennungsmotors: Ein Teil wird über einen mechanischen, ein zweiter Teil über einen elektrischen Pfad an die Antriebsachse geführt. Die elektrischen Maschinen erfüllen die Funktion eines elektrischen Variators zur Verstellung der Übersetzung zwischen VM und Antriebsachse. Auf ein separates Getriebe variabler Übersetzung kann verzichtet werden. In diesen Stufenlosgetrieben bedarf es lediglich der Kupplungen, um die Spreizung des Getriebes zu vergrößern, Direktgänge zu erzeugen oder die elektrische Leistung bei unterschiedlichen Betriebszuständen gering zu halten. Da die Verluste durch die zweifache Energiewandlung auf dem elektrischen Weg deutlich höher als auf dem mechanischen sind, entscheidet die Höhe der elektrischen Leistung maßgeblich über den arbeitspunktabhängigen Wirkungsgrad des Getriebes. Nachteile dieser Konzepte sind der relativ hohe Herstellungsaufwand, der durch den Einsatz mindestens zweier elektrischer Maschinen und gegebenenfalls zusätzlicher Kupplungen verursacht wird.

In großen Stückzahlen wurde in Deutschland erstmalig der Toyota Prius als Hybridfahrzeug im Markt platziert. Das Fahrzeug ist mit einer verhältnismäßig einfachen leistungsverzweigten Struktur ausgerüstet: Diese verfügt über einen Planetenradsatz, an dessen Hohlrad der Abtrieb und eine elektrische Maschine gekoppelt sind. Der VM treibt den Planetenträger an und das Son-

nenrad ist mit einer zweiten elektrischen Maschine gekoppelt. Dieses System wurde von dem Unternehmen Toyota bei Fahrzeugen der Marke Lexus mit einer Schaltstufe für die Vergrößerung der Spreizung ergänzt, sowie bei einigen Modellen eine Allradfunktionalität mit Hilfe einer dritten Elektromaschine implementiert [23] [24] [25]. Die Automobilhersteller Bayerische Motorenwerke AG (BMW), Daimler-Benz und General Motors Corp. entwickeln derzeit ein leistungsverzweigtes Getriebe mit zwei Schaltstufen zur Verbesserung des Wirkungsgrads [26]. Auch deutsche Forschungsinstitute sind in diesem Feld aktiv: So wurde ein Konzept der TU Dresden als Prototyp aufgebaut [27] und an der TU Braunschweig wurden neue Konzepte erstellt und offengelegt [28].

2.2.2 Gruppierung nach Leistungsfähigkeit des elektrischen Energiespeichers

Die folgende Unterteilung in Micro-, Mild- und Full-Hybrid orientiert sich an der Leistungsfähigkeit des elektrischen Energiespeichers. Diese stellt für die Wahl des Spannungsniveaus und die möglichen Funktionen des elektrischen Antriebs des Fahrzeugs ein wichtiges Kriterium dar.

Der Micro-Hybrid

Die Gruppe der Micro-Hybride unterscheidet sich von konventionellen Fahrzeugen nur durch eine Vergrößerung des Energiespeichers bei 12 V bzw. 24 V Bordnetzspannung oder einem zusätzlichen Spannungsniveau unterhalb der Gleichspannung von 60 V⁵. Im Wesentlichen kann eine Start-Stopp-Funktion für Stillstandsphasen des Fahrzeugs dann kundenfreundlich implementiert werden, wenn der Wiederstart des Verbrennungsmotors zügig (d.h. in weniger als 300 ms) und ohne kürzere Lebensdauer des Starters oder der Bordnetzbatterie durchgeführt wird. Dazu wird für den elektrischen Speicher eine Überdimensionierung der Batterie oder eine Kombination mit einem schnellen Leistungsspeicher vorgesehen und die elektrische Maschine entsprechend modifiziert. Ein Boost oder eine Rekuperation sind hierbei nicht möglich.

Der Mild-Hybrid

Mild-Hybridfahrzeuge verfügen über einen Energiespeicher, der den erweiterten Einsatz der Elektromaschine im Antriebsstrang zulässt. Diese ersetzt typischer Weise den klassischen Starter und die Lichtmaschine. Die kurzzeitigen Leistun-

⁵Nach DIN EN 1987, Teil 3 (2007/07), übereinstimmend mit DIN IEC 60364-4-41 (2003/2004), Safety Extra Low Voltage, unterliegen Spannungssysteme mit Effektivspannungen von 25 V, AC und 60 V, DC der Spannungsklasse A, die keinen besonderen Schutz gegen direktes Berühren erforderlich macht.

gen des Energiespeichers liegen für Personenkraftwagen (Pkw) im Bereich von 10 bis 20 kW, sodass für den Speicher häufig ein zweites Spannungsniveau oberhalb 60 V bis ca. 150 V eingesetzt wird [19]. In den Umrichtern zum Betrieb der Maschine werden aufgrund dieses Spannungsbereiches in der Regel Metall-Oxid-Feldeffekttransistoren (MOSFET) als Leistungshalbleiter eingesetzt.

Das Ausrollen des Fahrzeugs ohne Verbrennungsmotor kann ermöglicht werden, sofern die Antriebsstruktur dies durch Öffnen einer Kupplung zulässt. Eine rein elektrische Fahrt ist allerdings nicht möglich. Auch Busse und Nutzfahrzeuge mit Hybridantrieben größerer Antriebsleistungen, die eine Rekuperation und einen Boost erlauben, werden als Mild-Hybride bezeichnet. Allerdings werden deren Energiespeicher entsprechend ihrer höheren elektrischen Leistung mit höheren Spannungen und die Leistungsschalter als Insulated-Gate Bipolar Transistor (IGBT) ausgeführt.

Der Full- und Plug-in-Hybrid

Hybridfahrzeuge, die aufgrund ihrer Antriebsstruktur und elektrischen Energiespeicher auch rein elektrisch fahren können, werden als Full-Hybride bezeichnet. Zwei Ausführungen von Full-Hybriden sind zu unterscheiden: Antriebsstrukturen mit einem leistungsstarken Verbrennungsmotor und einem Speicher mit relativ niedriger maximaler Leistung (maximal 15 - 25 kW) und geringem Energieinhalt erlauben nur sehr geringe elektrische Fahrleistungen. Sie sind für langsame Fahrten im Stopp-and-go-Verkehr und sehr kurze elektrisch zu fahrende Distanzen geeignet. Strukturen mit einem leistungsfähigen elektrischen Speicher und mit einem zusätzlichen Verbrennungsmotor („auxiliary power unit“ als „range extender“) sind in der Lage, längere Strecken bei höheren elektrischen Leistungen emissionsfrei zu fahren. Diese Fahrzeuge sind besonders für Anwendungen interessant, bei denen in Teilgebieten des Aktionsradius emissionsfrei gefahren werden soll. Die Nennspannung der Batterie liegt üblicherweise zwischen 200 - 300 V, die Spannung im DC-Zwischenkreis beträgt bei heutigen Serienfahrzeugen bis 650 V [23]. Die Strecke, die mit dem elektrischem Antrieb des Full-Hybrids gefahren wird, kann bei gegebenen Fahrwiderstand nur durch eine höhere Kapazität oder durch Wiederaufladung des Speichers vergrößert werden. Diese Aufladung kann über das Stromnetz erfolgen, was den Begriff Plug-in-Hybrid geprägt hat.

2.3 Elektrofahrzeuge

Elektrofahrzeuge verzichten auf einen Verbrennungsmotor und fahren somit emissionsfrei und geräuscharm, wodurch sie besonders für den Verkehr inner-

halb von Städten und Wohngebieten interessant sind. Die günstige Drehmomentcharakteristik und der hohe Wirkungsgrad der Elektromaschine kann sowohl für den Antrieb als auch für Bremsvorgänge genutzt werden, ohne dass ein Getriebe variabler Übersetzungen genutzt werden muss. Bei Erzeugung der elektrischen Energie aus fossilen Brennstoffen ist der Gesamtwirkungsgrad dieser Antriebsvariante aufgrund der vielfachen Energiewandlung niedriger, als bei direkter Nutzung dieser Brennstoffe im konventionellen Kraftfahrzeug, sodass der Schlüssel für den sinnvollen Einsatz des Fahrzeugs aus Sicht des Umweltschutzes in den erneuerbaren Energien zu finden ist. Da deren Anteil im Strommix allerdings noch verhältnismäßig gering ist, scheint der breite Einsatz von Elektrofahrzeugen derzeit aus umweltpolitischer Sicht fragwürdig. Je nach Speisung des elektrischen Antriebs werden Batterie- und Brennstoffzellenfahrzeuge unterschieden.

2.3.1 Batteriefahrzeuge

Batteriefahrzeuge sind mit einem elektrochemischen Energiespeicher hoher Kapazität ausgestattet. Die Entwicklung von Akkumulatoren hat in den vergangenen Jahren Fortschritte gemacht, allerdings sind gravimetrische Energiedichten bis $160 \frac{\text{Wh}}{\text{kg}}$ [29] immer noch ein Bruchteil im Vergleich zur Energiedichte von Diesel oder Benzin von ca. $11600 \frac{\text{Wh}}{\text{kg}}$. Berücksichtigt man einen mittleren Wirkungsgrad des Verbrennungsmotors im realen Fahrspiel von beispielsweise 20% und 90% bei der Wandlung der elektrischen Energie in einen elektrischen Antrieb, relativieren sich die Angaben auf $2320 \frac{\text{Wh}}{\text{kg}}$ und $144 \frac{\text{Wh}}{\text{kg}}$ (Batterie). Aufgrund der geringeren Energiedichte verfügen Batteriefahrzeuge heute über geringe Reichweiten und meist niedrigere Fahrleistungen, sodass sie beinahe ausschließlich in Fahrzeuggruppen kleinerer Bauart und für den Transport von wenigen Personen eingesetzt werden. Weiterentwicklungen sind insbesondere noch bezüglich der Lebensdauer, des Betriebs in einem breiten Temperaturspektrum und eines sicheren, vorhersagbaren Verhaltens bei Beschädigungen notwendig. Nach Lösung des Speicherproblems müssten zusätzlich eine Infrastruktur bestehend aus Lade- oder Speichertauschstationen sowie Konzepte zur Entsorgung und Wiederaufarbeitung der Batterien erstellt werden. Die Einbindung von Energieversorgungsunternehmen für eine intelligente Ladung der Batterien und gegebenenfalls auch der Nutzung der gespeicherten Energie nicht bewegter Fahrzeuge eröffnet neue Möglichkeiten für den Energiemarkt und könnte den Einsatz dieser elektrischen Speicher rentabler machen [30].

2.3.2 Brennstoffzellenfahrzeuge

Das Problem, elektrische Energie für Elektrofahrzeuge zu speichern, versucht man mit Hilfe des Energieträgers Wasserstoff zu lösen. Dieser kann gasförmig oder bei Temperaturen unter -260°C in flüssiger Form gelagert werden. Die Energiedichte von flüssigem Wasserstoff ist mit $33300 \frac{\text{Wh}}{\text{kg}}$ deutlich größer als die von elektrischen Speichern, Diesel oder Benzin. Allerdings erfordert die Herstellung und Lagerung des flüssigen Wasserstoffs viel Energie, sodass für Straßenfahrzeuge nur die Nutzung in gasförmiger Form relevant ist, dessen Volumen bei einem Speicherdruck von 700 bar allerdings das zehnfache des Speichervolumens von Benzin oder Diesel beträgt. Da Wasserstoff kein Primärenergieträger und nahezu ausschließlich in gebundener Form in der Natur vorhanden ist, muss zur Erzeugung von reinem Wasserstoff Energie bereitgestellt werden. Derzeit besteht keine flächendeckende Infrastruktur für wasserstoffbetriebene Fahrzeuge, dennoch wurden schon mehrere Prototypen aufgebaut [31]. Frühere Überlegungen, einen flüssigen Kraftstoff (zum Beispiel Methanol) einzusetzen, aus dem über eine chemische Umwandlung (Reformierung) an Bord des Fahrzeugs Wasserstoff hergestellt wird, würden die flächendeckende Einführung und Speicherung der Energie vereinfachen. Durch die Nachteile der zusätzlichen Umwandlung der Energie und eine daraus resultierende Verringerung des Gesamtwirkungsgrads sowie teure Fahrzeugkomponenten hat diese Variante derzeit an Bedeutung verloren.

Mit Hilfe von Brennstoffzellen kann Wasserstoff direkt in elektrische Energie umgewandelt werden, wobei praktisch keine Schadstoffe entstehen. Die Brennstoffzelle hat in weiten Bereichen einen höheren Wirkungsgrad als Verbrennungsmotoren und mit klassischen Verbrennungsmotoren vergleichbare Leistungsdichten von ca. $1,1 \frac{\text{kW}}{\text{kg}}$. Besonders der niedrige bis mittlere Leistungsbereich der Brennstoffzelle ist günstig, was für den städtischen Verkehr mit niedrigen, durchschnittlichen Leistungen vorteilhaft ist. Dennoch benötigt ein Fahrzeug mit Brennstoffzelle einen zusätzlichen Energiespeicher, um die bislang gewohnte Fahrdynamik des Fahrzeugs und die Rekuperation von kinetischer Energie ermöglichen zu können.

3 Vorstellung von Antriebsstrang, Modellierung und Optimierungsziel

Die Ausgangsbasis für die Optimierung des Antriebsstranges eines Stadtbusses in dieser Arbeit stellt das Getriebe DIWAhybrid der Voith Turbo GmbH & Co. KG (Voith) dar. Auf Basis eines hydraulischen Automatikgetriebes für den Einsatz in Personenbussen und Nutzfahrzeugen wurde ein paralleles Antriebskonzept durch die Kombination eines Dieselmotors mit einer Asynchronmaschine entwickelt. Dazu wurde über ein Getriebe fester Übersetzung von $i_{EMGt} = 3$ der schnelllaufende Rotor ohne Implementierung einer Kupplung mit der Getriebeeingangswelle gekoppelt. Dies entspricht einer festen Kopplung von Verbrennungsmotor und elektrischer Maschine entsprechend der Übersetzung i_{EMGt} . Der Aufbau des Getriebes selbst bleibt unverändert. Das Antriebssystem ist in Abbildung 3.1 dargestellt und befand sich zum Zeitpunkt der Erstellung dieser Arbeit noch in der Entwicklung, sodass eine Optimierung, insbesondere der elektrischen Maschine, gewünscht war.

Als Energieversorgung des elektrischen Antriebs kommt die Kombination von vier Supercap-Speichermodulen zu einer Baugruppe der Firma Maxwell Technologies[®] [33] zum Einsatz, wobei selbstverständlich auch andere Speicher anwendbar sind. Die Schnittstelle zum elektrischen Antrieb bildet ein Hochsetz-

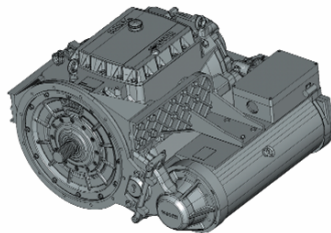


Abbildung 3.1: DIWAhybrid - Asynchronmaschine mit hydraulisch leistungsverzweigtem Getriebe

3 Vorstellung von Antriebsstrang, Modellierung und Optimierungsziel

Tabelle 3.1: Eckdaten des Fahrzeugs für die quasistationäre Simulation

Fahrzeug	m_{Fzg}	10 - 20 t
Autom. Schaltgetriebe	Anzahl der Gänge	4
Verbrennungsmotor	$P_{VM,max}$	190 kW @ 1900 1/min
	$M_{VM,max}$	1120 Nm @ 1400 1/min
Elektrische Maschine	$P_{EM,peak}$ (S3-20 %)	150 kW @ 2700-3700 1/min
	$P_{EM,max}$ (S1)	85 kW @ 2700-6600 1/min
	$M_{EM,peak}$ (S3-20 %)	529 Nm @ 2700 1/min
	$M_{EM,max}$ (S1)	325 Nm @ 1500 1/min
Supercap-Baugruppe	$I_{cap,Nenn}$	1 kA
	$U_{cap,Nenn}$	500 V
	C_{cap}	15,75 F

/Tiefsetzsteller. Unabhängig vom Ladezustand des Energiespeichers sorgt dieser für eine konstante Zwischenkreisspannung von 565 V.

Im Zuge der Untersuchung von möglichen elektrischen Maschinen für den Antriebsstrang wurden hochüberlastbare Asynchronmaschinen unterschiedlicher Ausführungen in Simulationen, auf Prüfständen und im Fahrzeug bei Voith getestet. Dabei zeigte sich, dass die Maschine den Anforderungen gerecht wird, solange sie bei niedrigen Betriebstemperaturen arbeitet. Durch häufig auftretende hohe Drehmomente während der Start- und Bremsphasen bei Fahrt des Stadtbusses erfolgt allerdings eine starke Erwärmung insbesondere des Rotors der Maschine. Die verhältnismäßig schlechte thermische Anbindung des Rotors an das Kühlsystem der Maschine (insbesondere während der Stillstandszeiten) führte zu sehr hohen Temperaturen des Rotors, die den Wirkungsgrad und das maximale Drehmoment der Maschine verringerten und zu einer hohen thermischen Belastung der Lager führte.

Für eine Analyse dieses Verhaltens wird im Zuge dieser Arbeit eine quasistationäre Simulation für Fahrten eines fiktiven Busses mit unterschiedlichen Fahrzyklen vorgenommen. Für die Modellierung der Verluste der elektrischen Maschine wurden Wirkungsgradkennfelder und Messdaten zur Erwärmung der Maschine von Voith zur Verfügung gestellt. Weiterhin wurden Daten zum Energiespeicher (Supercap-Baugruppe) zur Verfügung gestellt. Für die Modellierung sonstiger Fahrzeugkomponenten (Verbrennungsmotor, Karosserie, etc.) werden realitätsnahe Daten in das Modell eingefügt. Zusammenfassend sind charakteristische Merkmale des Fahrzeugs und Antriebs, die Grundlage für die Modellierung sind, in der Tabelle 3.1 dargestellt.

Im Folgenden werden nach einer Beschreibung des verwendeten Simulationsprogramms, wesentliche Eigenschaften einzelner Teilmodelle und die implementierte Betriebsstrategie erläutert. Auf diesem Weg werden gleichzeitig die Modellierung von Komponenten als Teil des Gesamtsystems sowie deren Parametrierung vorgestellt. Abschließend werden für die Verbesserung des Antriebssystems wichtige Ergebnisse aus den Simulationsrechnungen gezeigt.

3.1 Quasistationäre vorwärtsgerichtete Simulation

Die Simulation eines Antriebssystems ermöglicht bei einer passenden Vereinfachung der Realität eine zuverlässige Analyse und Vorhersage des Verhaltens einzelner Komponenten und des zu untersuchenden Gesamtsystems. Dazu ist es notwendig, die für das Verhalten relevanten Eigenschaften und Funktionen ausreichend detailliert nachzubilden. In dem vorliegenden Praxisbeispiel eines Hybridantriebssystems wird dessen Einsatz durch die Erwärmung der elektrischen Maschine limitiert, sodass nicht das mögliche Einsparpotenzial genutzt werden kann. Für die Nachbildung dieses Verhaltens bedarf es somit der Modellierung von Leistungsflüssen und der Erwärmung der elektrischen Maschine. Sollen diese Energieflüsse in einem Fahrzeug betrachtet werden, bietet sich eine Abstrahierung des Antriebs mit einer quasistationären Simulation an. Bei dessen Anwendung werden konstante Zustands- und Flussgrößen für eine relativ lange Dauer eines Zeitschritts (typisch 0,01 bis 1 s) angenommen. Dieses Vorgehen erlaubt kaum Aussagen über dynamische Vorgänge wie beispielsweise Schwingungen im Antriebsstrang. Energetische Betrachtungen sind mit der Anwendung einer derartigen Simulation allerdings weitgehend ausreichend und schnell durchzuführen [34].

Weiterhin wird zwischen vorwärts- und rückwärtsgerichteter Simulation unterschieden. Die rückwärtsgerichtete Simulation berechnet aus einer Geschwindigkeitsvorgabe und der Ist-Geschwindigkeit das benötigte Antriebsmoment zur Beschleunigung des Fahrzeugs am Rad. Verluste durch Fahrwiderstände oder Komponenten werden durch die Betrachtung ausgehend vom Rad hin zu den Energiewandlern aufsummiert. Anders hingegen beim vorwärtsgerichteten Simulationsmodell: Hier entspricht der Datenfluss dem realen Wirkungsweg im Fahrzeug. Ausgehend von einem Fahrzyklus wird ein Sollantriebsmoment (entsprechend der Pedalstellungen im Fahrzeug) generiert. Auf diesen Wert werden zusätzlich Drehmomente durch Fahrwiderstände, Antriebsstrangverluste und Massenträgheiten aufaddiert. Nachfolgend werden Stellgrößen generiert und an die Antriebsmotoren sowie Stellglieder entsprechend der Betriebsstrategie geführt. Die Berücksichtigung der Verluste erfolgt in einem Strategieblock und

3 Vorstellung von Antriebsstrang, Modellierung und Optimierungsziel

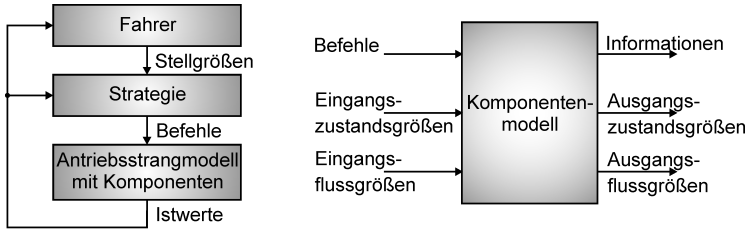


Abbildung 3.2: Struktur der Fahrzeugsimulation und einheitliche Beschaltung der Komponentenmodelle

zusätzlich in der Abbildung der physikalischen Strecke des Antriebs. Dieser zusätzliche Aufwand bei der Ermittlung von Verlusten während der Stellgrößenbestimmung bietet den Vorteil einer möglichen Hardware-in-Loop-Anordnung.

Für die im Folgenden dargestellten Ergebnisse wird eine quasistationäre vorwärtsgerichtete Simulation der Fahrzeuglängsdynamik mit einer Schrittweite von 10 ms eingesetzt, deren Grundstruktur aus den Blöcken Fahrer, Strategie und Antriebsstrang besteht: Das Fahrermodell erzeugt als Geschwindigkeitsregler das Sollantriebsmoment des Fahrzeugs. Unter Einbezug der Fahrwiderstände und des Fahrzyklusses werden Soll- und Ist-Geschwindigkeit des Fahrzeugs verglichen und ein Soll-Antriebsmoment generiert. Im Strategieblock werden Befehle für die Komponentenmodelle im Antriebsstrang unter Berücksichtigung der Betriebsstrategie und Restriktionen generiert. Im Antriebsstrangmodell sind die einzelnen Komponenten des Fahrzeugs abgebildet und miteinander verschaltet, es bildet die Regelstrecke des Systems. Der Aufbau der Komponentenmodelle basiert auf einer systematischen Beschaltung von Ein- und Ausgangsgrößen nach der Bondgraphentheorie: Der oberste Pfad beschreibt die Kommunikation mit dem übergeordneten Strategieblock (Befehle und Informationen), der mittlere die Zustandsgrößen (z. B. Drehmoment, Spannung) und der untere die Flussgrößen (z. B. Drehzahl und Strom). Der Vorteil dieser Struktur liegt in einer einfachen Austauschbarkeit von einzelnen Komponenten, da Schnittstellen und deren Inhalte eindeutig definiert sind. Die grundsätzliche Struktur der Fahrzeugsimulation sowie die Beschaltung der Teilmodelle sind in Abbildung 3.2 gezeigt und werden beispielsweise auch im kommerziell verfügbaren Programm Powertrain System Analysis Toolkit (PSAT) verwendet.

Für die Durchführung der Simulation bedarf es Fahrzyklen, die den Energieumsatz der Komponenten unterschiedlicher Modelle vergleichbar machen. Unterschieden werden reale und synthetisch erzeugte Fahrzyklen. Für Pkw gibt es

Tabelle 3.2: Verwendete Fahrzyklen mit typischen Daten

Zyklus	Dauer (s)	Stopp (s)	Länge (m)	$v_{Fzg, \emptyset}$ (km/h)	$v_{Fzg, \max}$ (km/h)
ECE	195	63	1013	18,7	50,0
Manhattan Drive Cycle	1089	393	3326	11,0	40,8
Nürnberger Fahrzyklus	1081	332	4322	14,4	53,7

eine Reihe von Zyklen [35], für Stadtbusse hingegen eine deutlich kleinere Auswahl. Für die Analyse des Verhaltens der Komponenten und des Gesamtverbrauchs werden zwei dynamische, auf realen Fahrten basierende Zyklen für Stadtbusse (Manhattan Drive Cycle, Nürnberger Fahrzyklus) sowie der synthetische europäische ECE-Zyklus gewählt. Letzterer ist aufgrund seiner hohen Verbreitung von Interesse. Typische Daten der Stadtfahrzyklen werden in Tabelle 3.2 zusammengefasst, die Geschwindigkeiten der Zyklen über der Zeit sind zusätzlich im Anhang aufgeführt.

3.2 Modellierung der Komponenten

Die Modellierung des Fahrzeugs orientiert sich sinnvollerweise an dessen Baugruppen, deren physikalische Eigenschaften entsprechend in Subsysteme gegliedert werden. Die jeweiligen Befehlseingänge empfangen die zugehörigen Stellgrößen der Komponente, die ausschließlich im Strategieblock generiert werden. Informationsausgänge sind Schnittstellen für alle Daten, die für die Ermittlung der Stellgrößen im nächsten Zeitschritt für die Blöcke Fahrer und Strategie sowie für die spätere Auswertung der Ergebnisse notwendig sind. Ein- und Ausgänge von Zustands- und Flussgrößen werden ausschließlich mit anderen Komponenten gekoppelt. Sie beschreiben die physikalische Kopplung der Komponenten des Fahrzeugs und berücksichtigen über Kennfelder die Verluste der entsprechenden Komponente im Fahrzyklus. Das verwendete Antriebsstrangmodell wird mit seinen Teilkomponenten als Matlab®/Simulink®-Modell in Abbildung 3.3 gezeigt. Die Teilmodelle werden im Folgenden vorgestellt.

3.2.1 Energiespeicher

Zur Modellierung des Verhaltens des Doppelschichtkondensators eignet sich das in Abbildung 3.4 dargestellte elektrische Ersatzschaltbild, in dem die Kapazität C_{Zelle} den eigentlichen Energiespeicher darstellt. Zur Berücksichtigung der

3 Vorstellung von Antriebsstrang, Modellierung und Optimierungsziel

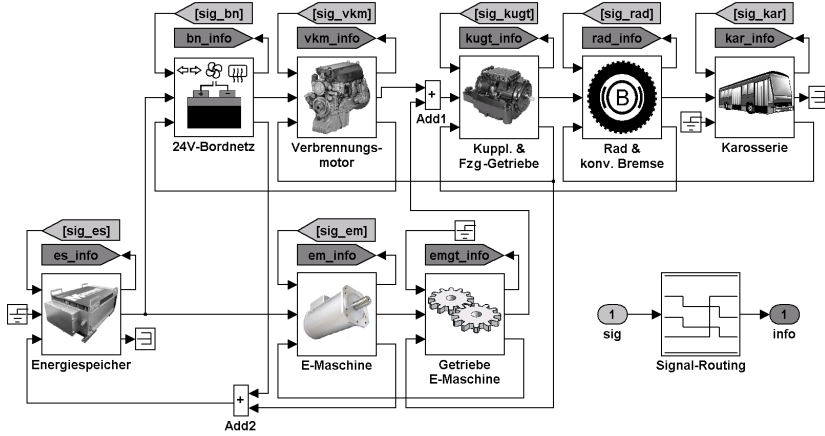


Abbildung 3.3: Antriebsstrangmodell mit verschalteten Komponentenmodellen

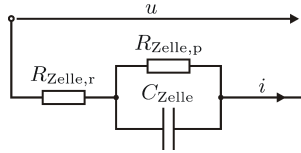


Abbildung 3.4: Ersatzschaltbild einer Supercap-Zelle

Verluste, die durch die Zuleitung und die Elektrode bzw. durch Selbstentladung in der Doppelschicht entstehen, werden die ohmschen Widerstände $R_{Zelle,r}$ in Reihe bzw. $R_{Zelle,p}$ parallel zur Kapazität geschaltet. Somit ergibt sich zur Beschreibung des elektrischen Verhaltens eines Doppelschichtkondensators die Differentialgleichung 3.1 [32].

$$\frac{du}{dt} = \frac{R_{Zelle,p} + R_{Zelle,r}}{R_{Zelle,p} C_{Zelle}} \cdot i + R_{Zelle,r} \frac{di}{dt} - \frac{1}{R_{Zelle,p} C_{Zelle}} \cdot u \quad (3.1)$$

Die Parametrisierung und Verschaltung der Zellen für den Energiespeicher orientiert sich an den in der Praxis verwendeten Modulen der Firma Maxwell Technologies® [33]. Die Zellennennspannung der verwendeten Zellen beträgt 2,5 V, die maximale und minimale Spannung 2,7 V bzw. 0,9 V. Für ein Modul erfolgt die Reihenschaltung von 50 Zellen zu einem Strang und die Parallelschaltung von vier Strängen, sodass sich eine Modulnennspannung von 125 V

und eine Kapazität von 63 F ergibt. Zur Erhöhung der Spannung wurden vier Module in Reihe geschaltet, sodass eine Nennspannung von 500 V des gesamten Energiespeichers vorliegt. Verluste einer passiven Symmetrierungsschaltung werden berücksichtigt und der maximale Modulstrom entsprechend des Vergleichsmoduls auf 750 A begrenzt.

Um den Kondensatorspeicher in die Strategie des fahrzeugeigenen Energiemanagements zu integrieren, erfolgt im Rahmen der Simulation die Berechnung des aktuellen Ladezustands, um die elektrische Leistung des Speichers vor Erreichen der maximalen oder minimalen Spannung bei vollem oder leerem Zustand kontinuierlich verringern zu können. Die Ermittlung des relativen Ladezustands (State of Charge, SOC) basiert auf der in den Modulen gespeicherten Energie W_{cap} bezogen auf deren maximale Energie $W_{\text{cap,max}}$, wobei zur Normierung die bei minimaler Spannung der Module enthaltene Energie $W_{\text{cap,min}}$ nach Gleichung 3.2 einbezogen wird. Die gesamte Gleichung kann auch als Funktion der entsprechenden Spannungen geschrieben werden.

$$SOC = \frac{W_{\text{cap}} - W_{\text{cap,min}}}{W_{\text{cap,max}} - W_{\text{cap,min}}} = \frac{U_{\text{cap}}^2 - U_{\text{cap,min}}^2}{U_{\text{cap,max}}^2 - U_{\text{cap,min}}^2} \quad (3.2)$$

Aufgrund der mit dem Ladezustand stark variierenden Spannung des Energiespeichers erfolgt die Nutzung eines Hochsetz-/Tiefsetzstellers in der Simulation, der die schwankende Spannung der verschalteten Supercaps auf eine konstante Zwischenkreisspannung von 565 V setzt. Mit dieser Spannungsebene wird das 24 V-Bordnetz des Busses über einen zusätzlichen Tiefsetzsteller versorgt und die konstante Speisespannung für den Wechselrichter der elektrischen Maschine im Antriebsstrang bereitgestellt.

3.2.2 Elektrische Maschine und zugehöriges Getriebe

Im vorliegenden Fahrzeugmodell stellt sich die Drehzahl der E-Maschine aufgrund der festen Kopplung mit der Verbrennungskraftmaschine entsprechend der Gleichung 3.3 und das Drehmoment auf der Abtriebsseite des Getriebes der EM entsprechend der Gleichung 3.4 ein.

$$\omega_{\text{EM}} = i_{\text{EMGt}} \cdot \omega_{\text{VM}} \quad (3.3)$$

$$M_{\text{EMGt}} = i_{\text{EMGt}} \cdot M_{\text{EM}} \quad (3.4)$$

Aufgrund einer Übersetzung von $i_{\text{EMGt}} = 3$, einer Leerlaufdrehzahl des VM von $650 \frac{1}{\text{min}}$ und einer maximalen Drehzahl des VM von $2200 \frac{1}{\text{min}}$ wird die elektrische Maschine in einem Drehzahlpektrum von 1950 bis $6600 \frac{1}{\text{min}}$ betrieben. Der

3 Vorstellung von Antriebsstrang, Modellierung und Optimierungsziel

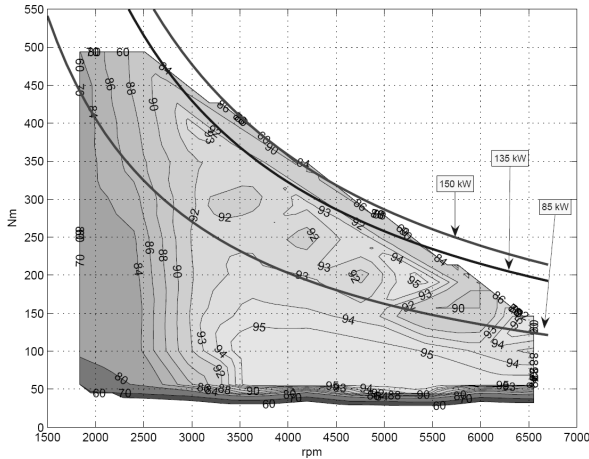


Abbildung 3.5: Wirkungsgradkennfeld der verwendeten ASM (Quelle: Voith)

Start des VM erfolgt über einen separaten Starter, um den Antriebsstrang auch als konventionellen Antrieb, ohne Einsatz des elektrischen Pfades des Hybridsystems, starten zu können. Entsprechend der Getriebeübersetzung ergibt sich ein maximales Drehmoment (Peak) an der Getriebeausgangsseite von 1587 Nm.

Für die Berücksichtigung der Verluste der elektrischen Maschine ohne dessen Wechselrichter wurde ein Wirkungsgradkennfeld für den motorischen und generatorischen Fall zur Verfügung gestellt. Das motorische Kennfeld und die Leistungshyperbeln für 85 kW, 135 kW und 150 kW werden in Abbildung 3.5 gezeigt. Die Daten im Kennfeld gelten für den stationären Betrieb und geringe Betriebstemperatur des Rotors ($<100^{\circ}\text{C}$). Durch die Erwärmung des Rotorkäfigs steigt dessen Widerstand während des Überlastbetriebs mit hohen Drehmomenten und großem Schlupf (S3-Betrieb) stark. Die Effizienz der Maschine und das maximale Drehmoment verringern sich folglich. Da nicht vorhersagbare Belastungen bei Betrieb des Fahrzeugs auftreten, muss zusätzlich eine temperaturabhängige Begrenzung des maximalen Drehmoments durchgeführt werden, um einen Schaden vom Rotor oder dessen Lagerung aufgrund unzulässiger Erwärmung zu verhindern. Deshalb verschiebt sich die Leistungsgrenzlinie von 150 kW im Kennfeld bei höchster Temperatur bis zur Grenzlinie des dauerhaften Betriebs bei 85 kW. Da keine weiteren Kennfelder und Daten bzgl. der Entstehung der Verluste in der Maschine vorlagen, werden die vom Magnetkreis bekannten Daten genutzt und eine separate Berechnung des Kennfelds durch-

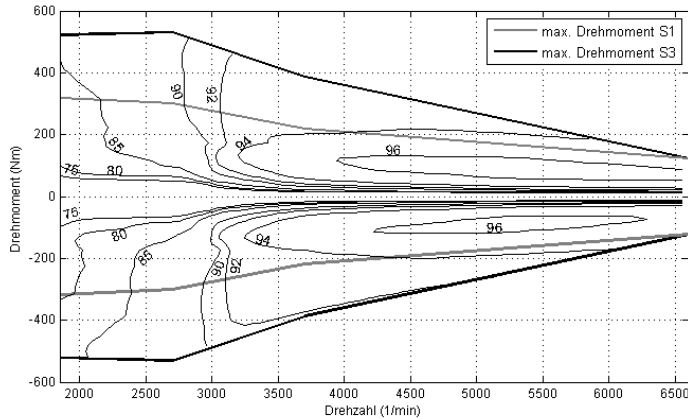


Abbildung 3.6: Berechnetes Wirkungsgradkennfeld der verwendeten ASM mit Drehmoment-Grenzkennlinien

geführt. Das aus dieser analytischen Berechnung resultierende Kennfeld wird in Abbildung 3.6 gezeigt. Neben dem Wirkungsgrad in den unterschiedlichen Betriebspunkten enthält es auch die vom Hersteller angegebenen Grenzkennlinien für die maximalen Drehmomente im S1- und S3-Betrieb der nicht erwärmten Maschine.

Die Berechnung der Maschine ermöglicht auch die Bestimmung der Verluste in den unterschiedlichen Teilen der Maschine (Berechnung nach Vogt [9]) und zusätzlich im Wechselrichter (Berechnung entsprechend einer Zusammenfassung nach Tareilus [36]). Mit Berücksichtigung ihrer Verteilung und der jeweiligen Massen der Komponenten wird ein detailliertes thermisches Modell der Maschine implementiert. Dabei stehen zu diesem Zweck grundsätzlich mehrere Verfahren zur Verfügung [37]. So lässt sich die Temperaturverteilung innerhalb der Maschine mit ihrem inhomogenen Aufbau in numerischer Form über die Finite-Elemente-, Finite-Differenzen- oder Wärmequellennetzmethode berechnen. Für die Implementierung innerhalb des Simulink® -Modells bietet sich die Modellierung mit Hilfe des Wärmequellennetzes an. Demnach kann die Maschine im Rahmen einer thermischen Analyse in unterschiedliche Wärmekapazitäten untergliedert werden, wobei diese jeweils über thermische Widerstände miteinander verbunden sind [38]. In diesem Netzwerk breiten sich die aus der Verlustleistung resultierenden Wärmeströme aus und führen somit zu

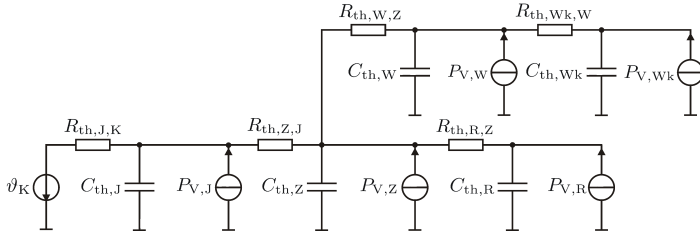


Abbildung 3.7: Thermisches Ersatzschaltbild der elektrischen Maschine

einer Aufladung der vorhandenen Kapazitäten, deren thermischer Energiegehalt entsprechend verändert wird. Damit stellt diese Methode der thermischen Analyse ein Analogon zu der Untersuchung elektrischer Netzwerke dar.

Das verwendete Ersatzschaltbild einer elektrischen Maschine wird in Abbildung 3.7 gezeigt. Die Widerstände R_{th} , Kapazitäten C_{th} und die Temperatur des Kühlmittels ϑ_K werden als konstant angenommen. Die Kapazitäten sowie deren Temperaturen und Verluste P_V sind den entsprechenden Komponenten der Maschine zugeordnet. Diese werden in Rotor (Index: R), Statorzähne (Index: Z), Statorjoch (Index: J), Wicklung in den Nuten (Index: W) und Wicklungskopf (Index: Wk) unterteilt. Die Widerstände zwischen diesen Komponenten fassen alle thermischen Wärmeleitwiderstände zwischen den jeweiligen Komponenten zusammen (z.B. R,Z für den Wärmeübergang vom Rotor zu den Statorzähnen). Verzichtet wird auf eine Modellierung der Wärmeabfuhr durch die Umgebungsluft, angrenzende Gehäuseteile anderer Fahrzeugkomponenten und der Rotorwelle. Aufgrund der hohen, sehr schmalen Nuten wird nur ein Wärmetransport von der Wicklung in die Statorzähne vorgesehen. Für die Berechnung der Temperaturen werden die entsprechenden Differentialgleichungen 3.5 bis 3.9 implementiert, deren Lösung die einzelnen Temperaturen der Komponenten wiedergibt.

$$C_{th,J} \cdot \frac{d\vartheta_J}{dt} = P_{V,J} - \frac{\vartheta_J - \vartheta_K}{R_{th,J,K}} - \frac{\vartheta_J - \vartheta_Z}{R_{th,Z,J}} \quad (3.5)$$

$$C_{th,Z} \cdot \frac{d\vartheta_Z}{dt} = P_{V,Z} - \frac{\vartheta_Z - \vartheta_J}{R_{th,Z,J}} - \frac{\vartheta_Z - \vartheta_R}{R_{th,R,Z}} - \frac{\vartheta_Z - \vartheta_W}{R_{th,W,Z}} \quad (3.6)$$

$$C_{th,R} \cdot \frac{d\vartheta_R}{dt} = P_{V,R} - \frac{\vartheta_R - \vartheta_Z}{R_{th,R,Z}} \quad (3.7)$$

$$C_{th,W} \cdot \frac{d\vartheta_W}{dt} = P_{V,W} - \frac{\vartheta_W - \vartheta_Z}{R_{th,W,Z}} - \frac{\vartheta_W - \vartheta_{Wk}}{R_{th,Wk,W}} \quad (3.8)$$

$$C_{th,Wk} \cdot \frac{d\vartheta_{Wk}}{dt} = P_{V,Wk} - \frac{\vartheta_{Wk} - \vartheta_W}{R_{th,Wk,W}} \quad (3.9)$$

Für die Komponenten werden maximale Temperaturen definiert, die während der Simulation nicht überschritten werden dürfen. Sie betragen für das Stator-eisen 200°C, für die Wicklung 155°C (entsprechend der Wärmeklasse F) und für den Rotor 250°C. Werden 80 % der maximalen Komponententemperatur erreicht, erfolgt die stufenlose Verringerung der Leistung der elektrischen Maschine. Erreicht eine der Komponenten die maximale Temperatur, kann die Maschine nur noch die Leistung abgeben, welche durch die Kennlinien im S1-Betrieb (Dauerleistung) definiert ist.

3.2.3 24 V-Bordnetz

Das simulierte Fahrzeug verfügt über ein 24 V-Bordnetz, um Verbraucher niedriger mittlerer Leistung zu versorgen. Zu diesen gehören beispielsweise der Starter, Lüfter, Scheibenheizungsanlagen oder Signaleinrichtungen. Die Speisung dieses Netzes üblicher Spannung von Lastkraftwagen und Bussen erfolgt im Hybridbetrieb nicht über eine separate Lichtmaschine, sondern über einen im Block integrierten Hochsetz-/Tiefsetzsteller, der die Umsetzung der Zwischenkreisspannung auf das 24 V-Niveau vollzieht.

3.2.4 Verbrennungskraftmaschine mit Starter

Für die Simulation wird ein 124 kg schwerer Sechszylinder-Dieselmotor mit 6,4 l Hubraum in Anlehnung an den OM 096 LA von Daimler-Benz gewählt [5], dessen zugehöriges Wirkungsgradkennfeld bereits in Kapitel 2.1.2 erläutert wurde. In Abbildung 3.8 wird das zugehörige Verbrauchskennfeld mit Linien gleichen spezifischen Verbrauchs gezeigt, welche durch das maximale Drehmoment und das Schleppmoment begrenzt werden. Der Motor kann mit Arbeitspunkten von Null bis zur maximalen Drehzahl und zwischen der Schleppmoment- und Volllastkennlinie betrieben werden. Während bei der Fahrt auf der Schleppmomentkennlinie die Kraftstoffzufuhr zum Verbrennungsmotor unterbrochen ist, variiert diese zwischen Schleppmoment und maximalem Moment im Kennfeld. Der Verbrennungsmotor hat ein maximales Drehmoment von 1120 Nm bei

3 Vorstellung von Antriebsstrang, Modellierung und Optimierungsziel

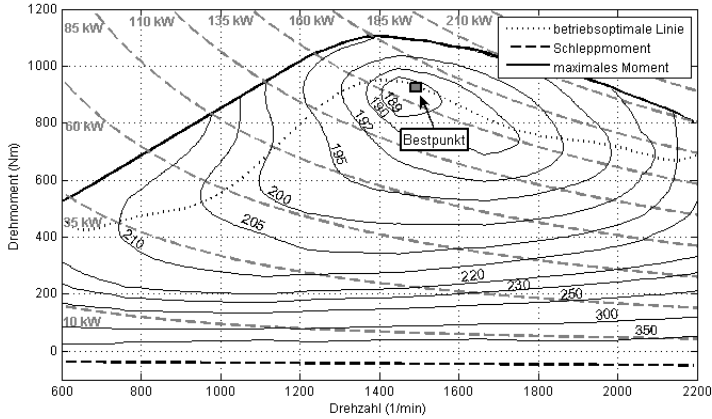


Abbildung 3.8: Kennfeld des spezifischen Verbrauchs in g/kWh in Anlehnung an den Sechszylinder-Dieselmotor OM 096 LA von Daimler-Benz [5]

1400 $\frac{1}{\text{min}}$ und eine maximale Leistung von 190 kW bei 1900 $\frac{1}{\text{min}}$. Die Leerlaufdrehzahl wird mit 650 $\frac{1}{\text{min}}$ und die maximale Drehzahl mit 2200 $\frac{1}{\text{min}}$ festgelegt.

Die Berechnung der Verbrauchsrate erfolgt aus der Multiplikation von spezifischem Verbrauch b_e des Kennfelds mit der jeweiligen mechanisch abgegebenen Leistung des Verbrennungsmotors. Die Integration ermittelt den über die Zeit der Simulation 0 bis t_{End} kumulierten Kraftstoffverbrauch des Fahrzeugs entsprechend Gleichung 3.10. Der Einfluss der Betriebstemperatur des Verbrennungsmotors auf den Verbrauch wird – entsprechend der Annahme einer nicht auskühlenden Verbrennungskraftmaschine – nicht berücksichtigt.

$$B_e = \int_0^{t_{\text{End}}} b_e(M_{\text{VM}}, n_{\text{VM}}) \cdot P_{\text{VM}}(M_{\text{VM}}, n_{\text{VM}}) dt \quad (3.10)$$

Der Verbrauch von Kraftstoff lässt sich entsprechend der Art des Kraftstoffs direkt in die emittierte Menge CO_2 umrechnen. Für Diesel und Benzin unterscheiden sich die volumetrischen Dichten (Diesel ca. $0,83 \frac{\text{kg}}{\text{l}}$ und Benzin ca. $0,74 \frac{\text{kg}}{\text{l}}$), allerdings kaum der Heizwert, welcher mit ca. $43 \frac{\text{MJ}}{\text{kg}}$ angegeben werden kann und einen CO_2 -Ausstoß von ca. $3,2 \text{ kg CO}_2$ pro kg Kraftstoff verursacht [6]. Gängig sind Angaben bezogen auf einen Liter Kraftstoff mit ca.

2,65 kg CO₂ für Diesel und 2,35 kg CO₂ für Benzin. Ungleich schwieriger ist eine zuverlässige Vorhersage von anderen Schadstoffmengen wie Kohlenwasserstoffe, Stickoxiden und Kohlenmonoxid. Da für diese Abgase von den Herstellern der Verbrennungsmotoren keine Kennfelder zur Verfügung gestellt werden, wird von einer Berechnung im Zuge dieser Simulation abgesehen.

3.2.5 Kupplung und Fahrzeuggetriebe

Das Eingangs Drehmoment der Kupplung addiert sich aus den beiden Drehmomenten von Verbrennungskraftmaschine und elektrischer Maschine unter Berücksichtigung des Getriebes entsprechend Gleichung 3.11 (Erzeugerzählpeilsystem).

$$M_{Ku, Ein} = M_{VM} + M_{EMGt} \quad (3.11)$$

Die Implementierung der Kupplung erfolgt durch Unterscheidung zweier Zustände: Bei komplett geschlossener Kupplung stimmen die Drehzahlen der beiden Kupplungsseiten überein (Gleichung 3.12) und das gesamte Eingangs Drehmoment $M_{Ku, Ein}$ teilt sich auf das Abtriebs Drehmoment zum Getriebe variabler Übersetzung (Gtv) und ein geringes Verlustmoment $M_{V, Ku}$ entsprechend der Gleichung 3.13 auf.

$$\omega_{Ku, Ein} = \omega_{Ku, Gtv} \quad (3.12)$$

$$M_{Ku, Ein} = -M_{Ku, Gtv} - M_{V, Ku} \quad (3.13)$$

Bei einer schleifenden bzw. geöffneten Kupplung erfolgt die Berechnung in einem weiteren Block entsprechend der Gleichungen 3.14 und 3.15. Die Steuerung der Kupplung erfolgt dabei über den Parameter δ_{Ku} , welcher bei komplett geöffnete Kupplung den Wert Null und bei nahezu geschlossener Kupplung einen Wert nahe Eins aufweist. Für den Fall einer reibenden Kupplung sind die Verluste deutlich höher und die Übertragung von Drehmoment und Drehträgheiten der abtriebsseitigen Kupplungshälfte erfolgt proportional zu δ_{Ku} . Je nach Drehzahlen der Kupplungshälften stellt sich ein geringes abbremsendes Drehmoment (Einkuppeln nach dem Herunterschalten) oder ein beschleunigendes Drehmoment (Einkuppeln nach dem Hochschalten) auf den Abtrieb nach Gleichung 3.14 ein, wobei $M_{Ku, max}$ das maximal von der Kupplung zu übertragende Moment ist. Die Winkelgeschwindigkeit folgt für diesen Zeitraum entsprechend der Beschleunigung 3.15. Das wirksame Trägheitsmoment auf der Kupplungsabtriebsseite $J_{Ku, Gtv}$ berechnet sich in jedem Fall aus Gleichung 3.16 (Trägheitsmoment des Getriebes der EM auf die langsamlaufende Seite bezogen).

Tabelle 3.3: Übersetzungen und zugehörige Limitierungen der Geschwindigkeit

Gang	i_{Gtv}	$v_{\text{Fzg,min}}$ (km/h)	$v_{\text{Fzg,max}}$ (km/h)
1	5,0	3,75	13,70
2	2,3	8,12	29,78
3	1,0	18,68	68,49
4	0,735	25,41	93,91

$$M_{\text{Ku,Gtv}} = \text{sign}(\omega_{\text{Ku,VM}} - \omega_{\text{Ku,Gtv}}) M_{\text{Ku,max}} \cdot \delta_{\text{Ku}} - M_{\text{V,Ku}} \quad (3.14)$$

$$\frac{d\omega_{\text{Ku,VM}}}{dt} = \frac{M_{\text{Ku,VM}} - M_{\text{Ku,Gtv}} - M_{\text{V,Ku}}}{J_{\text{Ku,Gtv}}} \quad (3.15)$$

$$J_{\text{Ku,Gtv}} = \frac{J_{\text{Ku}}}{2} + \left(\frac{J_{\text{Ku}}}{2} + J_{\text{VM}} + J_{\text{EMGt}} + i_{\text{EMGt}}^2 \cdot J_{\text{EM}} \right) \cdot \delta_{\text{Ku}} \quad (3.16)$$

Als Getriebe variabler Übersetzung wird ein automatisiertes Schaltgetriebe mit vier Gängen implementiert. Jedem der vier möglichen Gänge ist eine konstante Übersetzung zugeordnet, sodass durch die maximale und die minimale Drehzahl der Verbrennungskraftmaschine eine Begrenzung des verfügbaren Geschwindigkeitsbereichs jeden Gangs existiert. Übersetzungen der Gänge (i_{Gtv}) sowie minimale und maximale Geschwindigkeiten werden in Tabelle 3.3 gezeigt. Geschwindigkeiten zwischen 0 und 3,75 km/h werden durch eine schleifende Kuppung erzeugt.

Abtriebsseitig folgt hinter dem automatisierten Schaltgetriebe im Fahrzeug ein Differential, dessen Funktion aufgrund der Simulation einer reinen Längsdynamik auf ein Getriebe fester Übersetzung minimiert werden darf und mit $i_{\text{Dif}} = 5,57$ festgelegt wird. Für Schaltgetriebe und Achsdifferential gelten für die Winkelgeschwindigkeiten, die Drehmomente und die Drehträgeiten zu den Schnittstellen Kupplung und Rad die Gleichungen 3.17 bis 3.19, wobei die Verluste mit $M_{\text{Gt,verl}}$ bzw. $M_{\text{Dif,verl}}$ auf der langsamlaufenden Seite und die Drehträgeiten auf der schnelllaufenden Seite berücksichtigt werden.

$$\omega_{\text{Gtv,Ku}} = \omega_{\text{Rad}} \cdot i_{\text{Dif}} \cdot i_{\text{Gtv}} \quad (3.17)$$

$$M_{\text{Rad}} = i_{\text{Dif}} \cdot (i_{\text{Gtv}} \cdot (M_{\text{Gtv,Ku}} - M_{\text{V,Gtv}}) - M_{\text{V,Dif}}) \quad (3.18)$$

$$J_{\text{Dif,Rad}} = (J_{\text{Ku,Gtv}} \cdot i_{\text{Gtv}}^2 + J_{\text{Gtv}}) \cdot i_{\text{Dif}}^2 + J_{\text{Dif}} \quad (3.19)$$

3.2.6 Rad und konventionelle Bremse

Im Modellblock Rad und konventionelle Bremse erfolgt die Umrechnung der Fahrzeuggeschwindigkeit in die Winkelgeschwindigkeit des Rads (gleich der Differentialausgangsdrehzahl) entsprechend der Gleichung 3.20 über den Radradius. Das Ausgangsdrehmoment vom Differential und das über den Signaleingang gestellte, negative Bremsmoment $M_{\text{Radbremse}}$ werden addiert und über Gleichung 3.21 die Zugkraft des Fahrzeugs berechnet. Die aufsummierte Trägheit des Antriebsstrangs wird in diesem Block um die Trägheit aller Räder ergänzt und mit Gleichung 3.22 in eine Masse umgerechnet, die im nachfolgenden Block der Fahrzeugmasse zugeordnet wird.

$$\omega_{\text{Rad}} = \frac{v_{\text{Fzg}}}{r_{\text{Rad}}} \quad (3.20)$$

$$F_{\text{Zug}} = \frac{M_{\text{Dif}} + M_{\text{Radbremse}}}{r_{\text{Rad}}} \quad (3.21)$$

$$m_{\text{Traeg}} = \frac{J_{\text{Dif,Rad}} + J_{\text{Rad}}}{r_{\text{Rad}}} \quad (3.22)$$

3.2.7 Karosserie

In diesem Block (siehe Abbildung 3.3) erfolgt die Berechnung von Roll-, Luft- und Steigungswiderstand anhand der Gleichungen 2.4 bis 2.6. Die Berechnung der Fahrzeugbeschleunigung folgt entsprechend diesen Kräften und der Zugkraft des Fahrzeugs sowie dessen Masse nach Gleichung 3.23. Die Fahrzeuggeschwindigkeit wird in Gleichung 3.24 über die Integration der Fahrzeugbeschleunigung berechnet.

$$a_{\text{Fzg}} = \frac{F_{\text{Zug}} - F_{\text{Ro}} - F_{\text{Lu}} - F_{\text{St}}}{m_{\text{Fzg}} + m_{\text{Traeg}}} \quad (3.23)$$

$$v_{\text{Fzg}} = \int a_{\text{Fzg}} dt \quad (3.24)$$

3.3 Betriebsstrategie

Die Betriebsstrategie des Fahrzeugs steuert die Energieströme für den Antrieb. Aufgrund zweier Energiespeicher kann bei der vorliegenden Konfiguration bei

gleichem Fahrzeugverhalten die Bereitstellung der Leistung auf unterschiedliche Weise erfolgen. Erst eine geschickte Wahl von Betriebspunkten des Verbrennungsmotors, der elektrischen Maschine und der richtige Gang ermöglicht eine Verbrauchseinsparung gegenüber einem konventionellen Antriebsstrang. Zusätzlich kann über die Abschaltung oder den Betrieb des Verbrennungsmotors entschieden werden. Insbesondere aufgrund der Optimierungsmöglichkeiten durch die Verknüpfung von Informationen bzgl. des Zustands des Fahrzeugs mit Informationen von Fahrer und Fahrzeugumgebung (Geländetopologie, geplante Fahrstrecke oder Staus) ist die Betriebsstrategie heute Schwerpunkt aktueller Forschungsarbeiten [39] [40] [41].

Neben der Wahl des Gangs besteht die zentrale Aufgabe der Betriebsstrategie in der Koordination der Drehmomente im Antriebsstrang. Für die Ansteuerung stehen bzgl. der folgenden Komponenten unterschiedliche Ziele im Konflikt miteinander:

- Verbrennungskraftmaschine: niedriger spezifischer Verbrauch versus Drehmomentreserve
- Kupplung und Getriebe: häufiger Wechsel des Gangs versus Fahrkomfort und Komponentenlebensdauer
- Energiespeicher: häufiger Einsatz des Energiespeichers mit hohen Leistungen versus Komponentenlebensdauer

Für die Lösung dieser Zielkonflikte werden eine Reihe von Eingangsvariablen berücksichtigt. Zentrale Bedeutung im vorliegenden Modell haben der Drehmomentwunsch des Fahrers (Fahrpedal- und Bremspedalstellung), Komponententemperaturen sowie der Ladezustand des Energiespeichers. Die implementierte Betriebsstrategie kann anschaulich in die Schaltstrategie und das Energie- bzw. Leistungsflussmanagement unterteilt werden.

3.3.1 Schaltstrategie

Die Wahl des zu fahrenden Gangs erfolgt gemäß implementierter Schaltkennlinien. Diese Kennlinien grenzen Bereiche in Abhängigkeit von Fahrpedalstellung und der Geschwindigkeit des Fahrzeugs ein, in denen die jeweiligen Gänge gefahren werden. Die Lage der Kennlinien folgt in der Realität entsprechend einer komplexen (Anpassungs-)Logik, welche anhand einer Vielzahl von Parametern hinsichtlich des jetzigen und ggf. auch zukünftigen Fahrzustands ein optimales Schaltprogramm bestimmt [42]. Die Modellierung dieses Verhaltens wird in der Simulation auf ein Kennfeld reduziert, das für jeden Schaltvorgang genau eine

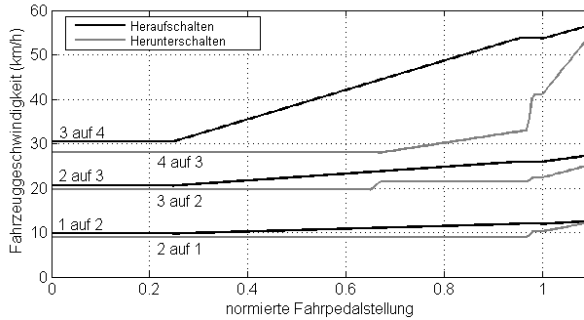


Abbildung 3.9: Verwendete Schaltkennlinien

Kennlinie enthält. Eine Hysterese für das Herauf- und Herunterschalten beim Wechsel des Gangs verhindert einen zu häufigen Schaltvorgang. Das Kennfeld wird in Abbildung 3.9 in Abhängigkeit von der Fahrzeuggeschwindigkeit und der normierten Fahrpedalstellung von 0 bis 1,1 dargestellt, wobei ein Wert von 1,1 einem Kick-down des Fahrers entspricht. Generell wird bei niedrigen Fahrpedalstellungen früher in den nächsthöheren Gang geschaltet, d. h. bereits bei geringeren Fahrgeschwindigkeiten. Bei hohen Drehmomentwünschen wird erst bei höheren Fahrzeuggeschwindigkeiten in den nächsten Gang geschaltet, um höhere Leistungen des Verbrennungsmotors zu erreichen (Nutzung der Drehmomentreserve des VM). Die Funktionen zur Ermittlung der Schaltzeitpunkte im Fahrbetrieb sind somit auf die gewünschte Beschleunigungsreserve des Fahrzeugs und dessen Eigenschaften abgestimmt und bestimmen daher im hohen Maße dessen Agilität und Verbrauch. Die Lage der Kennlinien beschreibt insofern den gewählten Kompromiss dieses Zielkonflikts für das Fahrzeug.

3.3.2 Energiemanagement

Aufgrund des komplexen Zusammenspiels der verschiedenen Energiespeicher und Energiewandler besteht die Notwendigkeit ein Energiemanagement zu implementieren, um die resultierenden Leistungsflüsse gezielt steuern zu können. Dabei lassen sich grundsätzlich zwei alternative Kategorien unterscheiden [43]:

- **Heuristische Regelungsstrategien:** Die Basis dieser Strategien bildet empirisch erworbenes Wissen, aus welchem ein allgemeines Systemverhalten abgeleitet wird. Dem Vorteil einer geringen Komplexität steht eine

begrenzte Funktionalität und ein geringes Verbesserungspotenzial gegenüber.

- Analytische Regelungsstrategien: Im Gegensatz zu den heuristischen Strategien zeichnen sich die analytischen durch die Verwendung mathematischer Modelle aus, wobei das Verhalten des jeweiligen Antriebssystems aus den allgemeinen physikalischen Gesetzmäßigkeiten abgeleitet wird.

Insbesondere aufgrund nichtlinearer Kennfelder findet im vorliegenden Fahrzeugmodell die heuristische Methode Anwendung. Die Betriebsstrategie muss prinzipiell in der Lage sein, die Leistungsflüsse für den hybriden Antrieb, die Rekuperation und den Start-Stopp-Betrieb der Verbrennungskraftmaschine zu steuern. Ein rein elektrisches Fahren muss aufgrund der fehlenden Möglichkeit einer Abkopplung des VM bei der vorliegenden Konfiguration nicht gewährleistet werden.

Als Prämisse für die Implementierung einer geeigneten Betriebsstrategie dient die Grundregel, dass der Wunsch des Fahrers die höchste Priorität hat, sofern die Komponenten in der Lage sind, diesen zu erfüllen. Allerdings müssen unerwünschte Situationen, wie z. B. ein plötzlicher Leistungseinbruch durch einen leeren elektrischen Energiespeicher vermieden werden. Bei einer Wunschezugkraft des Fahrzeugs gleich Null wird je nach gewähltem Modus (konventioneller Antrieb oder Hybrid-Antrieb) der Verbrennungsmotor abgeschaltet oder im Leerlauf betrieben. Weiterhin kann bei einer Wunschezugkraft ungleich Null grundsätzlich zwischen den Antriebssituationen Bremsen und Beschleunigen unterschieden werden. Da die Drehzahlen der rotierenden Teile des Antriebsstrangs durch die Fahrzeuggeschwindigkeit und die Wahl des Ganges bei eingekuppeltem Getriebe vorgegeben sind, werden die Drehmomente von VM, EM und der konventionellen Bremse gestellt. Für eine übersichtliche Darstellung werden die Verluste der Komponenten bei der Bestimmung der Sollwerte für die folgenden Betrachtungen nicht aufgeführt und das gewünschte Eingangsdrehmoment der Kupplung auf der Seite des VM $M_{Ku, VM, Soll}$ betrachtet. Dieses kann entsprechend dem Aufbau des Modells über die Zugkraft, Reifenmodell und Getriebeübersetzung sowie auftretende Verluste berechnet werden.

Bremsen

Für das Abbremsen des Fahrzeugs stehen drei Energiewandler zur Verfügung: Der VM, die EM und die konventionelle Bremse. Selbstverständlich soll möglichst viel kinetische Energie des Fahrzeugs in elektrische Energie gewandelt und im Supercap-Modul gespeichert werden. Allerdings muss aufgrund der fe-

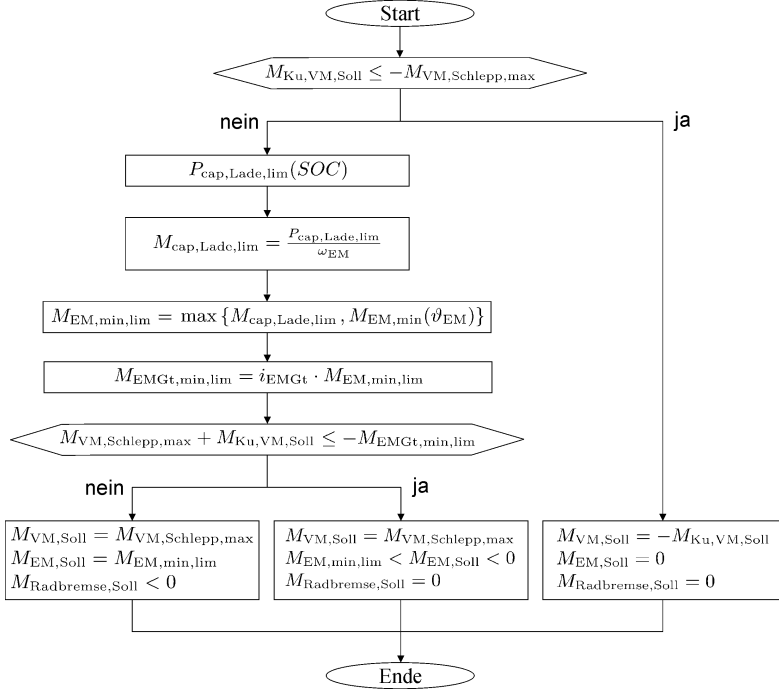


Abbildung 3.10: Berechnung der Sollwerte des Energiemanagements bei Bremsvorgängen

sten Kopplung von Kurbelwelle und Rotor der elektrischen Maschine für diesen Fall der Verbrennungsmotor mitgeschleppt werden. Zusätzlich müssen Limitierungen von Energiespeicher und elektrischer Maschine berücksichtigt werden. Die im Modell grundsätzlich implementierte Strategie wird in Abbildung 3.10 gezeigt und folgend erläutert.

Während des Bremsvorgangs wird vom Fahrer eine negative Zugkraft gewünscht. Entsprechend des Freischnitts der VM-seitigen Kupplungswelle und des gewählten Erzeugerzählpeilsystems entspricht dies einem positiven Drehmoment am Kupplungseingang. Für den Fall, dass das Drehmoment der Kupplungswelle kleiner als der Betrag des maximalen Schleppmoments des VM ist, wird das Fahrzeug allein durch das Widerstandsmoment des VM gebremst und die Sollwerte für die EM und die Radbremse werden auf Null gesetzt. Durch die Drosselung der Kraftstoffzufuhr gegenüber dem Leerlauf erfolgt eine Energieeinsparung in gleicher Weise wie bei einem konventionellen Antrieb. Anderenfalls wird das minimale Drehmoment berücksichtigt, welches abtriebsseitig von dem Getriebe der EM aufgebracht werden kann. Dazu wird die maximale Ladeleistung der Supercap-Baugruppe in Abhängigkeit von dessen Ladezustand ermittelt. Diese Leistung wird in ein fiktives Drehmoment (bezogen auf die Drehzahl der elektrischen Maschine) umgerechnet, welches gegebenenfalls, je nach Leistungsfähigkeit der EM, in Abhängigkeit ihrer bereits erfolgten Erwärmung, limitiert wird. Unter Berücksichtigung der Übersetzung des Getriebes der EM kann nachfolgend das minimale Drehmoment, welches von dem elektrischen Antriebszweig erzeugt werden kann, mit der verbleibenden Differenz aus Schleppmoment und gewünschtem Eingangsdrehmoment der Kupplung verglichen werden. Reicht die Leistungsfähigkeit der EM aus, wird das Fahrzeug durch den im Schleppbetrieb betriebenen VM und die elektrische Maschine gebremst. Für den Fall, dass das Schleppmoment des VM und die Leistung des elektrischen Antriebs nicht ausreichen, wird die noch verbleibende Bremsenergie in der konventionellen Bremse in Wärme umgewandelt.

Beschleunigen

Aufgrund der häufigen Energierückgewinnung durch ständige Bremsmanöver des Busses ist es im Beschleunigungsfall hinsichtlich der Verringerung des Kraftstoffverbrauchs sinnvoll, möglichst viel Leistung für den Antrieb des Fahrzeugs aus dem elektrischen Energiespeicher zu nutzen, um freie Kapazität für den nächsten Bremsvorgang bereithalten zu können. Allerdings darf der Arbeitspunkt der Verbrennungskraftmaschine während der Beschleunigung nicht in einem Bereich mit sehr hohem spezifischen Kraftstoffverbrauch liegen, da dann der Gewinn an Bremsenergie durch die schlechte Effizienz des VM überkom-

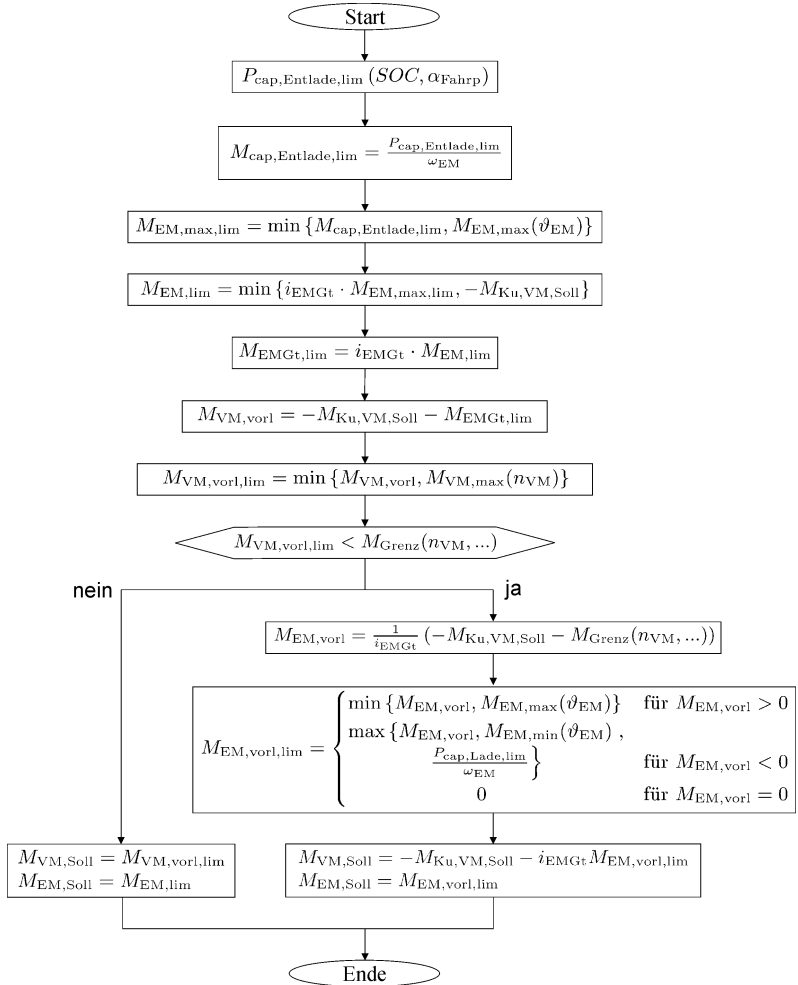


Abbildung 3.11: Berechnung der Sollwerte des Energiemanagements bei Beschleunigungsvorgängen

pensiert wird. Die grundsätzliche Strategie dazu wird in einem Flussdiagramm in Abbildung 3.11 dargestellt und nachfolgend erläutert:

Es erfolgt zunächst die Limitierung der verfügbaren elektrischen Leistung in Abhängigkeit vom Ladezustand des Energiespeichers. Durch diesen Schritt wird ein langsames Abregeln des elektrischen Antriebs sichergestellt, wenn der Energievorrat in der Supercap-Baugruppe zur Neige geht. Die verfügbare elektrische Leistung wird äquivalent zur Bremsung in ein fiktives Drehmoment umgerechnet und je nach bereits erfolgter Erwärmung der elektrischen Maschine limitiert. Aus der Differenz des Kupplungsdrehmoments (aufgrund des verwendeten Freischnitts jetzt negativ) und des Drehmoments am Ausgang des Getriebes der elektrischen Maschine wird das notwendige Drehmoment des Verbrennungsmotors berechnet.

Nachfolgend wird das berechnete Drehmoment der Verbrennungskraftmaschine mit einem Drehmomentwert verglichen, der als Grenzwert für die Fallunterscheidung einer Lastpunktanhebung fungiert und in der Funktion M_{Grenz} abgelegt ist. Von einer für diese Funktion in der Praxis häufig durchgeführten Bewertung der elektrischen Energie zur Wahl des Einsatzes der Energiequellen während der Beschleunigung wird hier abgesehen, da diese Bewertung auf ein Kraftstoffäquivalent oder eine Kostenfunktion zurückgeführt werden muss, dessen sinnvolle Definition neben der Verbrennungsmotordrehzahl einer Vielzahl von Parametern folgt [41]. Im hier implementierten Fall wird der Arbeitspunkt des VM auf eine bestimmte Linie gleichen Verbrauchs angehoben, sofern das Fahrzeug in Bewegung ist, kein Schleppbetrieb vorliegt und das vorläufig berechnete Drehmoment des VM unterhalb dieser Linie liegt.

Erfolgt keine Lastpunktanhebung, wird mit der Zuweisung des Drehmoment-sollwerts der elektrischen Maschine neben dem bereits berechneten Drehmoment-sollwert der Verbrennungskraftmaschine die Stellgrößenbestimmung der Energiewandler abgeschlossen. Bei einer Lastpunktanhebung wird das Drehmoment der elektrischen Maschine entsprechend des neuen Wunschkrehmoments der Verbrennungskraftmaschine neu definiert. Es kann sich jetzt sowohl ein motorischer, als auch ein generatorischer Betriebszustand der Maschine einstellen. Der gewünschte Sollwert wird gegebenenfalls aufgrund einer begrenzten Aufnahmefähigkeit des Supercaps oder der begrenzten Leistungsfähigkeit der elektrischen Maschine nochmals limitiert und das Drehmoment des Verbrennungsmotors gegebenenfalls korrigiert, ehe die Sollwerte für die entsprechenden Komponentenmodelle berechnet werden.

3.4 Simulationsergebnisse

Nach der Vorstellung der Gesamtfahrzeugsimulation und deren grundsätzlicher Modellierung werden in diesem Kapitel Ergebnisse unterschiedlicher Simulationen vorgestellt. Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass Veränderungen der Fahrzeugeigenschaften, beispielsweise durch eine Vergrößerung der Fahrzeugmasse, einen erheblichen Einfluss auf die Ergebnisse der Simulation haben können: Während die absolute Einsparung des Micro-Hybrids durch die Abschaltung des Verbrennungsmotors von der Fahrzeugmasse unabhängig ist, werden Rekuperation und Beschleunigungsunterstützung der elektrischen Maschine beim Mild-Hybrid maßgeblich verändert. Weiterhin haben die Parametrierung der Komponentenverluste, insbesondere bei Betrachtung des Gesamtverbrauchs, Einfluss auf die Quantität der berechneten Resultate. Die folgenden Ergebnisse erlauben mit den gewählten Randbedingungen beispielhafte, physikalisch nachvollziehbare Aussagen zum Einsparpotenzial bei unterschiedlichen Betriebsmodi und bei unterschiedlicher Leistungsfähigkeit des elektrischen Antriebszweiges.

3.4.1 Kraftstoffverbrauch bei unterschiedlichen Betriebsmodi

In diesem Abschnitt werden Ergebnisse der Betriebsmodi konventioneller Antrieb sowie Micro- und Mild-Hybrid miteinander verglichen. Aufgrund der geringen Länge des ECE-Zyklus mit ausgeprägten Stillstandsphasen eignet sich dieser Zyklus besonders gut, um den Einfluss der Abschaltung des VM beim Micro-Hybrid und das Einsparpotenzial durch rekuperierte Bremsenergie zu zeigen. Dies wurde bereits mit der Abbildung 2.4 in Kapitel 2.1.3 gezeigt. Um allerdings Aussagen zur Energieeinsparung des Gesamtsystems durch den Einsatz der elektrischen Maschine zu gewinnen, die auf der Nutzung der Rekuperationsenergie sowie der Beschleunigungsunterstützung basieren, erweist sich eine längere Fahrzyklendauer als günstiger. Hierdurch verringert sich der Einfluss des Start-Ladezustands (bei allen Simulationen auf 50 % gesetzt) sowie die verbleibende Differenz zwischen Start-Ladezustand und End-Ladezustand der Batterie auf den Gesamtenergieverbrauch des Fahrzeugs. Vor dem Vergleich unterschiedlicher Betriebsmodi wird die quantitative Beeinflussung des Gesamtverbrauchs unterschiedlicher Grenzkurven zur Lastpunktanhebung (LPA) beim Mild-Hybrid untersucht. Dabei zeigte sich, dass der niedrigste kumulierte Verbrauch für die gewählten Zyklen und Fahrzeuggewichte dann erreicht wird, wenn die Grenzkurve der Lastpunktanhebung zwischen 270 und 280 $\frac{\text{g}}{\text{kWh}}$ liegt.

3 Vorstellung von Antriebsstrang, Modellierung und Optimierungsziel

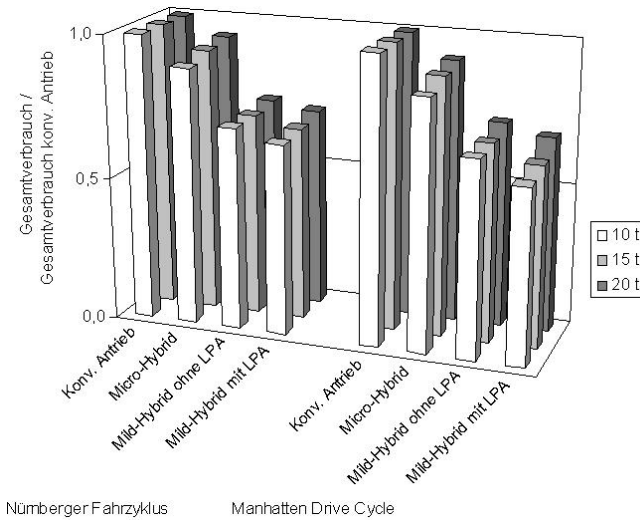


Abbildung 3.12: Kraftstoffverbräuche unterschiedlicher Betriebsmodi und Fahrzeugmassen bei Fahrt über den Nürnberger Fahrzyklus und den Manhattan Drive Cycle

Für Fahrzeugmassen von 10 t, 15 t und 20 t wird nachfolgend der Gesamtverbrauch berechnet und auf den Gesamtverbrauch des konventionellen Antriebs bei jeweiliger Fahrzeugmasse normiert. Um den Einfluss der recuperierten Bremsenergie sowie der Lastpunktanhebung zu verdeutlichen, werden die Fahrten mit dem Mild-Hybrid mit und ohne Lastpunktanhebung (ohne Begrenzung der Leistungsfähigkeit der elektrischen Maschine infolge Erwärmung) ausgeführt. Die Ergebnisse sind in Abbildung 3.12 zusammengefasst.

Entsprechend der gewählten Betriebsstrategie und den Parametern zur Beschreibung der Verluste der Komponenten lassen sich erhebliche Mengen Kraftstoff einsparen. Der Micro-Hybrid ist je nach Fahrzeugmasse bei Fahrten über den Nürnberger Fahrzyklus in der Lage zwischen 6 und 10 % Kraftstoff einzusparen. Da der Anteil der Stillstandszeiten im Manhattan Drive Cycle über 18 % größer als im Nürnberger Fahrzyklus ist, werden hier sogar zwischen 8 und 13 % eingespart. Da die absolut eingesparte Energie bei unterschiedlichen Fahrzeugmassen gleich bleibt, verringert sich deren relative Anteil mit zunehmender Fahrzeugmasse und Gesamtverbrauch. Die Nutzung der Rekuperationsenergie beinhaltet aufgrund der Zyklengestaltung, die beinahe ausschließlich aus

Brems- und Beschleunigungsphasen besteht, das größte Einsparpotenzial: Hier können ohne Einsatz einer Lastpunktanhebung gegenüber dem Micro-Hybrid bei beiden Zyklen insgesamt 22 bis 25 % eingespart werden, mit Lastpunktanhebung sogar 25 bis 29 %.

3.4.2 Kraftstoffverbrauch bei eingeschränkter Leistungsfähigkeit der elektrischen Maschine

Offensichtlich sind die Auswirkungen einer eingeschränkten Leistungsfähigkeit der elektrischen Maschine, wenn hohe Beschleunigungs- oder Verzögerungsleistungen vom Antriebsstrang erwartet werden. Die Begrenzung des maximalen Drehmoments der Asynchronmaschine kann in diesem Fall dazu führen, dass bei hohen Fahrzeuggewichten, Steigungen oder hohen Geschwindigkeiten die geforderte Beschleunigung des Fahrzeugs nicht mehr erreicht werden kann. Dieses tritt zwar nicht bei den verwendeten Fahrzyklen auf, kann allerdings bei kundenspezifischen Zyklen provoziert werden.

Um die Auswirkungen einer stark erwärmten Asynchronmaschine auf den Gesamtverbrauch bei Zyklenfahrten zu analysieren, wird der Betriebsmodus Mild-Hybrid entsprechend initialisiert: Es wird von einer Asynchronmaschine ausgegangen, bei der der Rotor durch einen vorherigen intensiven, kundenspezifischen Zyklus auf seine maximale Betriebstemperatur von 250°C erwärmt wurde. Aufgrund des skalierten thermischen Ersatzmodells der Maschine sind bei S1-Betrieb und Nenndrehzahl auch die initialen Temperaturen aller übrigen Wärmekapazitäten berechnet und entsprechende Integratoren zu Beginn der Simulation gesetzt. Während der Fahrt über die weniger intensiven standardisierten Fahrzyklen, kühlt die eingesetzte Asynchronmaschine langsam ab, sodass die Grenzlinie des maximalen Dauer-Drehmoments (S1-Betrieb) stufenlos gesteigert werden kann (vgl. Kapitel 3.2.2). Die Simulation zeigt, dass der Dieselverbrauch des Mild-Hybrids bei einer Fahrzeugmasse von 20 t und den verwendeten Zyklen gegenüber der vollen Leistungsfähigkeit der Maschine bis zu 3,7 % zunimmt. Während der Fahrt über den Manhattan Drive Cycle mit erhitzter Maschine kühlt diese auf 237°C ab, entsprechend ist ein Anstieg der (virtuellen) Drehmomentgrenzlinien durch die Reihen der Betriebspunkte über den Drehmomentgrenzlinien für den S1-Motor- und Generatorbetrieb in Abbildung 3.13 sichtbar. Zum Vergleich ist der Betrieb der Maschine mit voller Leistungsfähigkeit durch Betriebspunkte im gesamten Drehmomentspektrum der Maschine gekennzeichnet. Von Interesse sind auch die Verteilungen der Betriebspunkte im Drehmoment/Drehzahl-Kennfeld. Diese Verteilung zeigt für den generatorischen Fall eine Häufung der Punkte im Drehzahlbereich relativ schlechten Wirkungsgrads von 1950 bis ca. 4250 $\frac{1}{\text{min}}$ infolge des früheren

3 Vorstellung von Antriebsstrang, Modellierung und Optimierungsziel

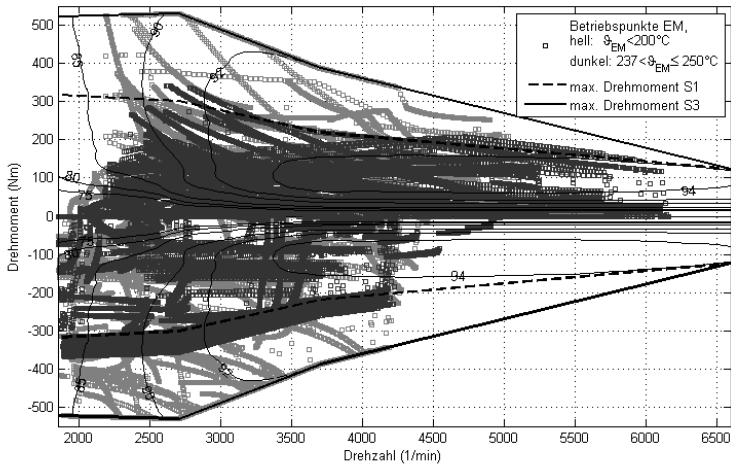


Abbildung 3.13: Betriebspunkte der elektrischen Maschine mit Begrenzung des Drehmoments bei Fahrt über den Manhattan Drive Cycle

Herunterschaltens der VM beim Abbremsen. Im motorischen Betrieb hingegen wird das Drehzahlspektrum beinahe vollständig ausgeschöpft. Hier zeigt sich eine Häufung der Punkte im mittleren Drehzahlbereich, entsprechend häufigen Drehzahlen des VM während des hybriden Antriebs des Fahrzeugs.

3.5 Fazit

Anhand der Gesamtfahrzeugsimulation werden Ausgangsbasis und Motivation dieser Arbeit dargestellt. Dazu werden gebräuchliche Fahrzyklen, Struktur der Simulation und Komponenten vorgestellt sowie wesentliche Eigenschaften der eingesetzten Asynchronmaschine anhand von Kennfeldern und einem thermischen Modell erläutert.

Der Einsatz eines strukturierten Energiemanagements und unterschiedlicher Betriebsmodi in der Simulation ermöglichen eine differenzierte Darstellung der Einsparung bei unterschiedlichen Maßnahmen. Diese Differenzierung unterstreicht das gesamte Potenzial von Hybridantrieben bei deren Einsatz in Stadtbussen. Weiterhin zeigt die Simulation einer Fahrt über standardisierte Fahr-

zyklen, dass eine Drehmomentbegrenzung der elektrischen Maschine infolge hoher Temperatur besonders bei großen Fahrzeugmassen zu einem erhöhten Kraftstoffverbrauch führt.

In den folgenden Kapiteln wird die Optimierung des Systems anhand einer verbesserten elektrischen Maschine behandelt. Für die neue Maschine sollen folgende Vorgaben gelten:

- gleicher Bauraum
- gleiches Drehzahlspektrum
- Erhöhung des S1-Drehmoments auf die bisherig gewünschten S3-Drehmomentlinien
- Verbesserung der Effizienz insbesondere im Überlastbereich
- geringe Verluste bei Schleppbetrieb der Maschine
- keine Erhöhung der maximalen Spannung oder des maximalen Stroms des Wechselrichters

Unter Einbezug der in Kapitel 2.1.2 beschriebenen Vor- und Nachteile unterschiedlicher Typen elektrischer Maschinen, erscheint die Wahl einer PMSM anstatt einer ASM sinnvoll. Als Grundlage erfolgt dazu im nächsten Kapitel die Betrachtung einer geeigneten analytischen Berechnungsmethode der Synchronmaschine sowie die Angabe von Hinweisen zu deren numerischer Berechnung.

Bei alleiniger Erregung der PMSM durch Permanentmagnete, stellt die Erfüllung der Vorgabe von geringen Schleppverlusten eine besondere Herausforderung dar. Für die Wahl eines erfolversprechenden Konzepts werden deshalb bisher in der Forschung und Entwicklung dargestellte Konzepte der Feldschwächung in einem weiteren Kapitel gruppiert und erklärt, ehe das Design einer neuen permanentmagneterregten Synchronmaschine vorgestellt wird.

4 Verfahren zur Berechnung von Synchronmaschinen

In diesem Kapitel werden zunächst Grundlagen zur Berechnung von Magnetkreisen mit nichtlinearen Materialeigenschaften in knapper Form erläutert. Dies erscheint für die spätere Modellierung von Magneten und dem Aufzeigen der Besonderheiten bei Induktivitätsberechnungen sinnvoll. Anschließend wird, ausgehend von den allgemeinen Spannungsgleichungen gekoppelter Leiterschleifen, ein Gleichungssystem formuliert, das eine analytische Berechnung der Strangspannungen als Funktion der gegebenenfalls positionsabhängigen Induktivitäten erlaubt. Durch die Annahme einer Speisung der Maschine mit sinusförmigen Größen und der sinusförmigen Änderung nicht konstanter Kopplungen wird abschließend die Überführung des Gleichungssystems in das rotorfixe d/q -Koordinatensystem vorgenommen. Aus ihr gehen die einphasigen Ersatzschaltbilder der Schenkel- und Vollpolsynchronmaschine und deren Drehmomentberechnung hervor. Abschließend erfolgen Hinweise zu Berechnung von Strangspannungen mit Hilfe der Finiten-Elemente(FE)-Methode.

4.1 Magnetische Materialien und Definitionen der relativen Permeabilität

Materialien zeigen ein bestimmtes Verhalten, wenn sie einem magnetischen Feld ausgesetzt werden. Von entscheidender Bedeutung für dieses Verhalten ist der atomare Aufbau des Materials, insbesondere die Anordnung der Elektronen. Diese bewegen sich nach der klassischen Anschauung um den Atomkern und weisen als bewegte Ladungen ein Bahn- und ein Spinmoment auf. Die Superposition der Momente aller Elektronen führt zu einem resultierenden Moment, dem atomaren Dipolmoment. Trotz dieses quantenmechanischen Effekts ist eine exakte Beschreibung von Materialeigenschaften nach der Maxwell-Theorie möglich, die die Beschreibung für den linearen Fall anhand einfacher Formeln ermöglicht [44] [45].

4 Verfahren zur Berechnung von Synchronmaschinen

Ein magnetisches Feld der Feldstärke \vec{H} erzeugt im Vakuum eine Flussdichte \vec{B}_{vak} , die über die absolute magnetische Permeabilität, der Konstante $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{\text{Vs}}{\text{Am}}$ berechnet werden kann. Es gilt

$$\vec{B}_{\text{vak}} = \mu_0 \cdot \vec{H}. \quad (4.1)$$

Bei Stoffen im Magnetfeld entsteht eine makroskopische Magnetisierung \vec{M}_{mag} . Sie ist über die Suszeptibilität κ und die Feldstärke \vec{H} definiert, wobei κ eine Konstante des Materials und abhängig von dessen Temperatur ist.

$$\vec{M}_{\text{mag}} = \kappa \cdot \vec{H} \quad (4.2)$$

Für die Berechnung magnetischer Kreise ist die relative Permeabilität μ_r gebräuchlich. Sie ist mit

$$\mu_r = \kappa + 1 \quad (4.3)$$

definiert. Das Produkt von relativer und absoluter Permeabilität beschreibt die magnetische Permeabilität μ , sodass allgemein Gleichung 4.1 in Gleichung 4.4 übergeht.

$$\vec{B} = \mu_r \mu_0 \cdot \vec{H} \quad (4.4)$$

Insbesondere bei hartmagnetischen Stoffen (Permanentmagnete) spielt die Polarisation \vec{J} eine wichtige Rolle. Sie ist über die Gleichung 4.5 in Abhängigkeit vom Material und der Feldstärke definiert.

$$\vec{J} = \mu_0 \cdot \vec{M} = \mu_0 \cdot \kappa \cdot \vec{H} \quad (4.5)$$

Das Verhalten unterschiedlicher magnetischer Stoffe kann in Gruppen gegliedert werden. Für die den Aufbau elektrischer Maschinen betreffenden Materialien sind charakteristische Kurvenverläufe qualitativ im B/H-Diagramm in Abbildung 4.1 gezeigt. Für paramagnetische und diamagnetische Stoffe beschreibt eine konstante Permeabilität den Zusammenhang zwischen Feldstärke und Flussdichte. Daher kann auch die Induktivität der Anordnung eindeutig bestimmt werden. Für ferromagnetische Stoffe ist die magnetische Permeabilität nicht mehr konstant, sondern variiert nach Feldstärke, Material und Temperatur sowie magnetischer Historie.¹

¹Aus Gründen der Vollständigkeit sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, dass aufgrund der fehlenden Relevanz nicht auf die Begriffe Superpara-, Antiferro- und Ferrimagnetismus eingegangen wird.

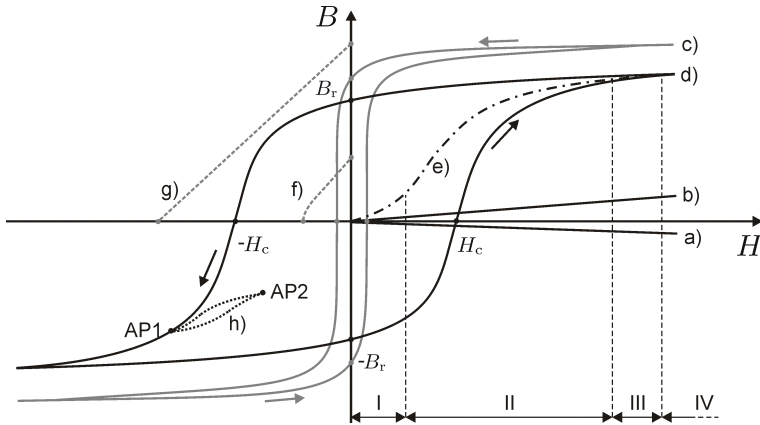


Abbildung 4.1: Magnetisierungskurven unterschiedlicher Materialien

Diamagnetische Materialien

Bei diamagnetischen Materialien entsteht ein magnetisches Dipolmoment auf ladungsbehaftete Teilchen erst durch Anlegen eines externen Feldes. Die äußere Schale bzw. das äußere Orbital ist voll besetzt, sodass eine weitgehende Kompensation der magnetischen Teilmomente der Atome vorliegt. Die Flussdichte ist kleiner als im Vakuum $\kappa < 1$. Beispiele für diamagnetische Materialien sind Kupfer und Silber. Die für diamagnetische Materialien typische Kurve ist in Abbildung 4.1 a) gezeigt.

Paramagnetische Materialien

Bei paramagnetischen Stoffen richten sich die durch den Elektronenspin hervorgerufenen magnetischen Momente der Atome ohne Vorhandensein eines magnetischen Feldes durch ihre thermische Bewegung derart aus, dass keine makroskopische Magnetisierung des Stoffes vorliegt. Dieses Verhalten resultiert aus der Energie der Wärmebewegung der Atome, welche stets größer als die Energie der Dipolmomente durch ein Magnetfeld ist. Beispiele für paramagnetische Stoffe sind Aluminium und Mangan. Eine für paramagnetische Materialien typische Kurve ist in Abbildung 4.1 b) gezeigt.

Ferromagnetische Materialien

Ferromagnetische Materialien weisen Hysteresekurven auf, wie sie für einen weichmagnetischen Stoff in Abbildung 4.1 c) und für einen hartmagnetischen Stoff in d) gezeigt sind. Je nach der magnetischen Historie (Umlauf gekennzeichnet durch Pfeile) lassen sich für eine Feldstärke unterschiedliche Flussdichten zuordnen. Infolge nicht vollbesetzter innerer Schalen bzw. Orbitale treten große magnetische Dipolmomente auf. Die Atome treten in Wechselwirkung, richten sich selbstständig parallel aus und bilden Gebiete gleicher Magnetisierungen (Weiß'sche Bezirke). Gebiete unterschiedlicher Magnetisierung sind durch die sog. Blochwände voneinander getrennt. Mit zunehmender Feldstärke setzen bei dem makroskopisch zunächst unmagnetisierten Stoff verschiedene Prozesse ein, die anhand der Neukurve mit e) erläutert werden können: Bei geringer Feldstärke setzen reversible Verschiebungen der Blochwände ein (Abbildung 4.1, Bereich I), die mit zunehmender Feldstärke irreversibel werden. Steigt die Feldstärke weiter an, klappen abrupt ganze Weiß'sche Bezirke um und richten sich in die gleiche Richtung aus (II). Nach dem Ausrichten der Bereiche finden reversible Verdrehungen der Atome statt (III) ehe das Material vollends gesättigt ist (IV).

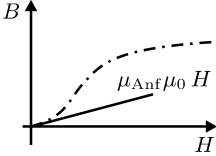
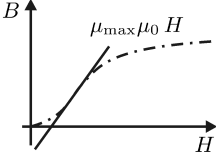
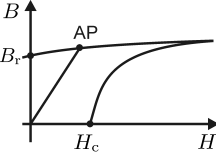
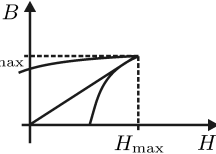
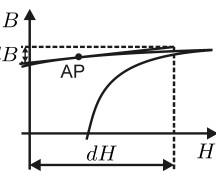
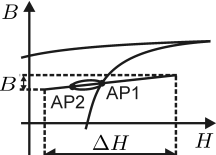
Nach erfolgter Magnetisierung eines ferromagnetischen Materials erzeugt der Magnet im Kurzschluss einen magnetischen Fluss der Flussdichte B_r , welcher durch Anlegen der feldschwächenden Koerzitivfeldstärke $-H_c$ eliminiert werden kann. Da die umschlossene Fläche proportional zur Energie ist, die für einen Magnetisierungsumlauf benötigt wird [44], sind für Elektrobleche eine sehr geringe und für weichmagnetische Dauermagneten (z. B. AlNiCo) eine möglichst hohe Remanenzflussdichte und Koerzitivfeldstärke erwünscht. Für die Anwendung von Permanentmagneten in elektrischen Maschinen ist der zweite Quadrant der Hysteresekurve von Bedeutung. Damit während des Betriebs der Maschine ein zum Fluss des Permanentmagneten entgegengesetzter Fluss des Stators nicht zu einer dauerhaften Entmagnetisierung des Magneten und damit zu einer Schädigung der Maschine führt, sind Materialien entwickelt worden, die sich im zweiten Quadranten weitgehend linear verhalten. Sie können mit einer konstanten relativen Permeabilität $\mu_{r,PM}$ beschrieben werden. Beispielhaft ist in Abbildung 4.1 f) die Kurve eines Ferritmagneten und in g) die Kurve für einen Hochenergiemagneten (z. B. NdFeB) exemplarisch nur für den zweiten Quadranten gezeigt.

Die Form der Hysteresekurve eines Stoffes variiert stark mit der Frequenz und Amplitude der Feldstärke, mit der sie durchlaufen wird sowie dessen Vormagne-

²Bei der Amplitudenpermeabilität handelt es sich um einen Materialkennwert bei weichmagnetischen Materialien. In der DIN EN 60404 sind typische Werte der Flussdichte für definierte Amplituden der Feldstärke angegeben.

4.1 Magnetische Materialien und Definitionen der relativen Permeabilität

Tabelle 4.1: Definition der relativen Permeabilität

<p>Anfangspermeabilität</p> $\mu_{\text{Anf}} = \frac{1}{\mu_0} \frac{B}{H} \Big _{H=0, B=0}$		<p>proportional zur Steigung der B/H-Kennlinie im Anfangspunkt der Neukurve</p>
<p>Maximale Permeabilität</p> μ_{max}		<p>proportional zur maximalen Steigung der B/H-Neukurve</p>
<p>Totale Permeabilität</p> $\mu_{\text{tot}} = \frac{1}{\mu_0} \frac{B}{H} \Big _{\text{AP}}$		<p>proportional zur Steigung der Ursprungsgeraden an einem Punkt (AP) der B/H-Kennlinie</p>
<p>Amplituden-permeabilität²</p> $\mu_{\text{Amp}} = \mu_{\text{tot}} \Big _{B_{\text{max}}, H_{\text{max}}}$		<p>proportional zur Steigung der Ursprungsgeraden an dem Punkt $B_{\text{max}}/H_{\text{max}}$</p>
<p>Differentielle Permeabilität</p> $\mu_{\text{dif}} = \frac{1}{\mu_0} \frac{dB}{dH} \Big _{\text{AP}}$		<p>proportional zur Steigung der Tangente an einem Punkt (AP) der B/H-Kennlinie</p>
<p>Übergangspermeabilität (Reversible Permeabilität)</p> $\mu_{\Delta} = \frac{1}{\mu_0} \frac{\Delta B}{\Delta H} \Big _{\text{AP1}, \text{AP2}}$ $\mu_{\text{rev}} = \mu_{\Delta} \Big _{\Delta H \rightarrow 0}$		<p>proportional zur Steigung der Geraden zwischen zwei Arbeitspunkten bei magnetisch konstanter Vormagnetisierung</p>

tisierung. Wird beispielsweise das Material während einer Aufmagnetisierung ohne Erreichen der Sättigung mit fester Frequenz und kleiner Amplitude ummagnetisiert, kann sich eine lanzettenförmige Hysteresekurve, wie exemplarisch in 4.1 h) gezeigt, ergeben, die zwischen den Arbeitspunkten AP 1 und AP 2 variiert. Es ändert sich die Permeabilität des Materials und die Induktivität des magnetisierenden Stromkreises passt sich entsprechend an. In Tabelle 4.1 werden die Definitionen unterschiedlicher Permeabilitäten erläutert.³

4.2 Berücksichtigung von Permanentmagneten

Die Behandlung von Permanentmagneten bei der Berechnung von Maschinen bedarf bei manchen Berechnungsverfahren oder Magnetanordnungen einer besonderen Vorgehensweise: Im folgenden Kapitel wird die Modellierung von Magneten mit Hilfe des Kantenstrombelags erläutert. Für eine analytische Rechnung wird nachfolgend ein Lösungsweg zur Berücksichtigung eines nicht zu vernachlässigenden Teils des magnetischen Flusses über Streuwege vorgestellt, wie er beispielsweise bei eingebetteten Magneten zu beobachten ist.

4.2.1 Modellierung unterschiedlicher Magnetformen

Erzeugen Permanentmagnete die gesamte oder einen Teil der Erregung einer Maschine bedarf es für manche Berechnungsverfahren der Modellierung der Werkstoffeigenschaften des Magneten. Dazu wird angenommen, dass der Fluss, der durch den Magneten erzeugt wird, statt durch die Eigenschaft des Materials durch einen Strom um einen passiven Körper der Abmessungen des Magnets erzeugt wird. Höhe und Verteilung dieses an den Kanten des Magnets verteilten Stroms („Kantenstrombelag“) kann über die erste Maxwellsche Gleichung mit der Stromdichte \vec{S} (ohne Berücksichtigung einer Verschiebungsstromdichte) mit Formel 4.6 erklärt werden.

$$\operatorname{rot} \vec{H} = \vec{S} \quad (4.6)$$

Mit der integralen Form des Gesetzes folgt das Durchflutungsgesetz nach Gleichung 4.7.

$$\Theta = \oint \vec{H} d\vec{l} = \iint_A \vec{S} d\vec{A} \quad (4.7)$$

³ Zur genaueren Bestimmung von Verlustgrößen wird die komplexe Permeabilität $\mu' - j\mu''$ für sinusförmige Wechsellmagnetisierungen mit den komplexen Amplituden \underline{B} und \underline{H} angegeben. Auf sie wird an dieser Stelle nicht näher eingegangen.

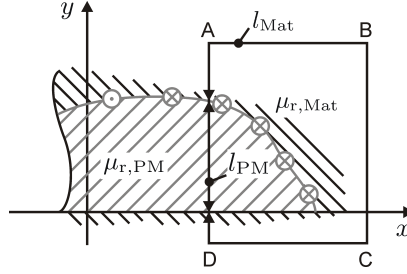


Abbildung 4.2: Modellierung eines Magneten mit Kantenstrombelag

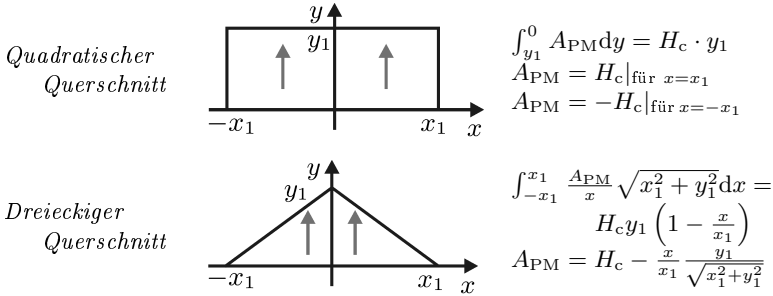
Betrachten wir nun für den zweidimensionalen Fall einen Permanentmagneten, dessen Material die relative Permeabilität $\mu_{r,PM}$ hat und in einem Material mit der relativen Permeabilität $\mu_{r,Mat}$ eingebettet ist. Die Außenkontur soll durch die Funktion $f(x)$ beschrieben werden (Abbildung 4.2). Zur Modellierung sei weiterhin angenommen, dass die Kontur einen Kantenstrom mit dem Strombelag $A_{PM} = f(x)$ entlang des Wegs s führt, die das Verhalten des Magneten exakt wiedergibt. Exemplarisch werden dazu Strompfeile eingezeichnet, die orthogonal zur Zeichenebene liegen. Für diesen Fall wird auch $H = f(x)$ gelten, sodass Gleichung 4.8 folgt.

$$\oint \vec{H}(x) d\vec{l} = \int \vec{A}_{PM}(x) dx \quad (4.8)$$

Betrachten wir einen geschlossenen Umlauf (ABCD) erhalten wir zwei Abschnitte, von denen einer der Länge (l_{PM}) im Magneten mit der relativen Permeabilität $\mu_{r,PM}$ und ein zweiter der Länge (l_{Mat}) im umgebenen Material mit der relativen Permeabilität $\mu_{r,Mat}$ liegt. Über den Abschnitten liegen die magnetischen Teilspannungen $V_{PM} = H_c \cdot l_{PM}$ und V_{Mat} . Geht man davon aus, dass die magnetische Spannung über dem Magneten deutlich größer ist als über den verbleibenden Weg des geschlossenen Umlaufs, kann diese außerhalb des Permanentmagneten vernachlässigt werden. Für diesen Fall (z. B. für $\mu_{r,Mat} \rightarrow \infty$) entsteht für einfache Geometrien ein Ausdruck für den Kantenstrombelag nach Gleichung 4.8 als einfacher Ausdruck, der nur noch durch die Form des Permanentmagneten bestimmt ist.

In der Tabelle 4.2 werden beispielhaft zwei zur Ordinate spiegelsymmetrische Magnetformen betrachtet und die zugehörigen Funktionen entsprechend Gleichung 4.8 und für den resultierenden Kantenstrombelag A_{PM} gezeigt. Die Magnetisierungsrichtung wird durch die grauen Pfeile repräsentiert.

Tabelle 4.2: Exemplarische Darstellung modellierter Permanentmagnete



4.2.2 Berücksichtigung von Streuflüssen

Geht man von einer Magnetanordnung mit quaderförmigen, eingebetteten Magneten aus, kann in der wirksamen Magnethöhe h_{PM} für eine analytische Berechnung ein Streuanteil des Erregerflusses berücksichtigt werden. Dies wird im Folgenden an einem Beispiel betrachtet, bei dem Magnete in die Taschen des Rotors – wie in Abbildung 4.3 in abgewickelter Form gezeigt – eingefügt werden.

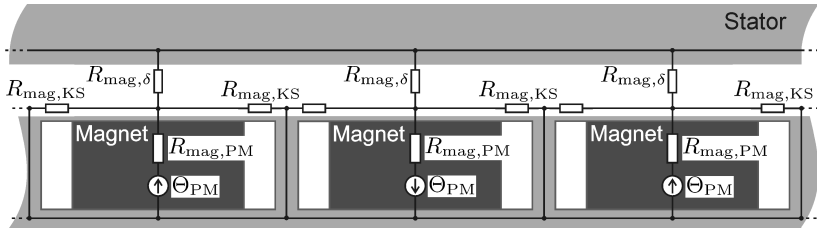


Abbildung 4.3: Magnetische Ersatzanordnung für eingeschobene Magneten

Die Stege der Taschen schließen einen Teil des magnetischen Flusses kurz und können somit bereits nach Einsetzen der Magnete als hoch gesättigt angesehen werden. Mit Hilfe einer magnetischen Ersatzanordnung und der Analogie zum Ohmschen Gesetz kann der verbleibende Teil des Flusses und damit die wirksame Magnethöhe für eine äquivalente Anordnung ohne Streufluss des Magneten berechnet werden.

Die Permanentmagnete werden dazu mit Durchflutungen Θ_{PM} und Innenwiderstände $R_{\text{mag,PM}}$ ersetzt. Der Widerstand des Luftspalts über einer Polteilung τ_{P} wird mit $R_{\text{mag},\delta}$ und der Widerstand über einen Steg mit $R_{\text{mag,KS}}$ bezeichnet. Der Widerstand des Eisens wird vernachlässigt. Unter Berücksichtigung der Symmetrie und der Periodizität des Magnetkreises erhält man für jeden Magneten das Ersatzschaltbild. Das Netzwerk in Abbildung 4.4 a) wird in b) bzgl. des Widerstandes $R_{\text{mag},\delta}$ durch eine Ersatzdurchflutung $\Theta_{\text{PM,Ers}}$ und den Ersatzinnenwiderstand $R_{\text{mag,Ers}}$ ersetzt.

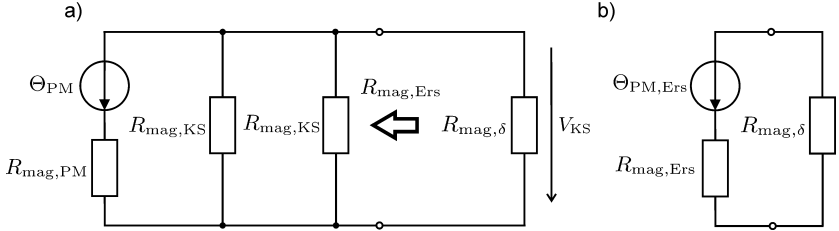


Abbildung 4.4: Magnetisches Ersatzschaltbild

a) des vollständigen Kreises und b) der Ersatzanordnung

Der Ersatzinnenwiderstand berechnet sich aus der Parallelschaltung der Widerstände $R_{\text{mag,KS}}$ mit dem Widerstand $R_{\text{mag,PM}}$.

$$R_{\text{mag,Ers}} = \frac{R_{\text{mag,KS}} R_{\text{mag,PM}}}{R_{\text{mag,KS}} + 2R_{\text{mag,PM}}} \quad (4.9)$$

Die Ersatzdurchflutung berechnet sich entsprechend Gleichung 4.10.

$$\Theta_{\text{PM,Ers}} = \Theta_{\text{PM}} \frac{R_{\text{mag,KS}}}{R_{\text{mag,KS}} + 2R_{\text{mag,PM}}} \quad (4.10)$$

Unter Einbezug von Gleichung 4.7 in Gleichung 4.10, erhält man für die Ersatzdurchflutung folgenden Ansatz, in dem die Ersatzhöhe des Permanentmagneten $h_{\text{PM,Ers}}$ separiert werden kann:

$$\Theta_{\text{PM,Ers}} = \frac{B_r}{\mu_0 \mu_{r,\text{PM}}} \cdot \underbrace{h_{\text{PM}} \frac{R_{\text{mag,KS}}}{R_{\text{mag,KS}} + 2R_{\text{mag,PM}}}}_{h_{\text{PM,Ers}}} \quad (4.11)$$

4 Verfahren zur Berechnung von Synchronmaschinen

Die magnetischen Widerstände können mit der Gleichung 4.12 berechnet werden, wobei l der Länge des entsprechenden Flusskanals und A dessen Querschnittsfläche entspricht.

$$R_{\text{mag}} = \frac{l}{\mu_0 \mu_r A}. \quad (4.12)$$

Für die Genauigkeit analytischer Berechnungen mit Hilfe der Ersatzhöhe ist die exakte Bestimmung des Widerstandes $R_{\text{mag,KS}}$ von großer Bedeutung. Die relative Permeabilität dieser gesättigten Stege ist niedrig und eine Funktion der zugrunde liegenden magnetischen Widerstände und der B/H-Kennlinie des verwendeten Materials. Geht man von einer konstanten Verteilung des Flusses im Steg aus, kann aus Abbildung 4.4 a) der Fluss ermittelt werden. Die Berechnung des Flusses im Eisensteg ergibt sich dann nach Gleichung 4.13.

$$\Phi_{\text{KS}} = \frac{V_{\text{KS}}}{R_{\text{mag,KS}}} = \Theta_{\text{PM}} \frac{R_{\text{mag},\delta}}{(R_{\text{mag,KS}} + 2R_{\text{mag},\delta}) R_{\text{mag,PM}} + R_{\text{mag,KS}} R_{\text{mag},\delta}} \quad (4.13)$$

l_{akt} gibt die aktive Länge der Maschine und h_{Steg} die Höhe des flussführenden Steges an. Die Flussdichte kann mit Gleichung 4.14 angegeben werden.

$$B_{\text{KS}} = \frac{\Phi_{\text{KS}}}{l_{\text{akt}} h_{\text{Steg}}} \quad (4.14)$$

Unter Verwendung der Gleichungen 4.14, 4.13 und in Abhängigkeit der magnetischen Widerstände nach Gleichung 4.12 erhält man eine nichtlineare Gleichung, die nach $\mu_{r,\text{KS}}$ unter Verwendung der Magnetisierungskennlinie des verwendeten Blechs numerisch gelöst werden kann. Abschließend kann die Höhe des Ersatzmagneten als Funktion der resultierenden Flussdichte B_{KS} im Pfad des Streufflusses nach Gleichung 4.15 bestimmt werden.

$$h_{\text{PM,Ers}}(B_{\text{KS}}) = h_{\text{PM}} \frac{R_{\text{mag,KS}}(B_{\text{KS}})}{R_{\text{mag,KS}}(B_{\text{KS}}) + 2R_{\text{mag,PM}}} \quad (4.15)$$

4.3 Allgemeine Spannungsgleichungen gekoppelter Leiterschleifen

Magnetisch gekoppelte Leiterschleifen treten in Interaktion, sobald mindestens eine von ihnen von einem Strom zeitlich wechselnder Höhe durchflossen wird. Basis dieser gegenseitigen Beeinflussung sind elektromagnetische Kopplungen, die induktiver oder kapazitiver Art sein können. Für die Berechnung der Spannung der jeweiligen Leiterschleifen sind neben diesen Kopplungen auch der

4.3 Allgemeine Spannungsgleichungen gekoppelter Leiterschleifen

ohmsche Widerstand R zu berücksichtigen. Dieser kann frequenz- und temperaturabhängig sein, soll aber für die folgenden Betrachtungen als konstant angenommen werden. In vektorieller Schreibweise lassen sich die Spannungsgleichungen mit Gleichung 4.16 beschreiben.

$$\vec{u} = \underline{\underline{R}} \cdot \vec{i} + \frac{d\vec{\Psi}}{dt} + \frac{1}{\underline{\underline{C}}} \int \vec{i} dt \quad (4.16)$$

$\underline{\underline{C}}$ beschreibt eine kapazitive Kopplung und die Flussverkettung $\vec{\Psi}$ beschreibt magnetisch lineare und nichtlineare Systeme. Bei nichtlinearen Eigenschaften kann eine Berücksichtigung von stromabhängigen Veränderungen der magnetischen Eigenschaften des umgebenden Mediums (Sättigung) über eine Linearisierung im Arbeitspunkt erfolgen. Sowohl Induktivitäten als auch Kapazitäten sind von der geometrischen Lage der Leiter zueinander, ihrer räumlichen Ausdehnung und dem Medium des Raumes abhängig, über den die Kopplung erfolgt. Betrachtet man eine Leiterschleife n , so lässt sich die Auswirkung der Kopplungen mit den $\nu - 1$ weiteren Leiterschleifen anhand der Spannung u_n wie folgt beschreiben:

$$u_n = \underbrace{R_n \cdot i_n}_{\text{ohmsch}} + \sum_{m=1}^{\nu} \left(\underbrace{M_{n,m} \frac{\partial i_m}{\partial t}}_{\text{transformatorisch I}} + \underbrace{i_m \frac{\partial M_{n,m}}{\partial x} \frac{dx}{dt}}_{\text{translatorisch}} + \underbrace{\frac{1}{C_m} \int i_m dt}_{\text{kapazitiv}} + \underbrace{i_m \cdot \sum_{\mu=1}^{\nu} \frac{\partial M_{n,m}}{\partial i_{\mu}} \frac{di_{\mu}}{dt}}_{\text{transformatorisch II}} \right) \quad (4.17)$$

In Abbildung 4.5 werden Hinweise zu den Termen in Gleichung 4.17 gegeben, die sich auf die induktiven Kopplungen der Leiter beziehen: Der erste Term *transformatorisch I* beschreibt die Situation eines wechselnden Stroms i_m in der Leiterschleife m , deren Feld in die zweite Leiterschleife n einkoppelt. Der zweite Term skizziert den Einfluss dieser stromdurchflossenen Leiterschleife m , die sich nun mit der Geschwindigkeit v unter der Leiterschleife n bewegt. Die Änderung des magnetischen Flusses infolge beider in a) gezeigten Effekte induziert eine Spannung in der Leiterschleife n . Diese Spannung kann zusätzlich durch den letzten Term *transformatorisch II* beeinflusst sein. Dieser berücksichtigt die Veränderung der Kopplung zwischen den Leiterschleifen n und m durch den Strom in einer weiteren Leiterschleife μ infolge daraus resultierender Sättigung. Dieser indirekte Einfluss ist in Abbildung 4.5 b) mit einem dreidimensionalen

Träger von drei Spulen erläutert. Der Träger hat eine Überschneidung von zwei Magnetkreisen allein durch einen Knoten. Die magnetische Permeabilität des flussführenden Materials sei nicht konstant sondern vom Strom beteiligter Spulen abhängig, eine Streuung sei vernachlässigt. Auf diese Weise kann eine Veränderung des Flusses im Magnetkreis der Spulen n und m nur infolge eines sich verändernden Stromes i_μ erfolgen. Somit wird eine Spannung u_n induziert, ohne dass das Feld der Spule μ in eine der Spulen n und m einkoppelt, sich der Strom i_m oder sich die räumliche Anordnung ändert.

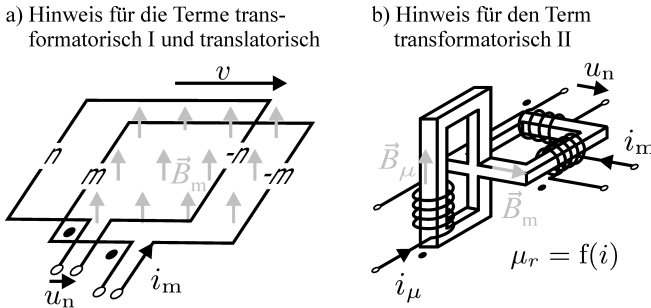


Abbildung 4.5: Beeinflussung der Strangspannung durch induktive Kopplungen

4.4 Spannungsgleichungen einer dreisträngigen rotierenden Synchronmaschine

Bei der Betrachtung einer Maschine ist zu berücksichtigen, dass Spulen in Spulengruppen und diese zu Strängen zusammengeschaltet werden. Die folgenden Betrachtungen werden für eine dreisträngige (Index: 1,2,3) Synchronmaschine vorgenommen.

Die Spannungsgleichung 4.17 kann für dreisträngige Synchronmaschinen konkretisiert werden: Da die Kopplungen der Stränge durch die Grundwelle und zusätzliche Harmonische verhältnismäßig niederfrequent erfolgt, liegt hauptsächlich eine induktive Kopplung der Stränge vor, sodass die kapazitiven Kopplungen vernachlässigt werden können. Das Erregerfeld kann mit einer Erregerwicklung (Index: E) oder mit Permanentmagneten erzeugt werden. Die physikalische Wirkung eines Permanentmagneten ist mit der einer bzw. mehrerer Spulen vergleichbar und kann, wie in Kapitel 4.2 beschrieben, nach Gleichung 4.8 modelliert werden.

4.5 Berechnung von dreisträngigen Maschinen nach dem Grundwellenmodell

Zusätzlich kann eine Dämpferwicklung implementiert sein, die sich über Teile des Rotorumfangs erstreckt und untereinander kurzgeschlossene Leiter trägt (Dämpferkäfig, Index: K). Durch diese Verschaltung kann an ihr von außen keine Spannung angelegt werden, allerdings durch Induktion ein Strom i_K erzeugt werden. Insgesamt sind also fünf Stränge zu berücksichtigen, sodass die Strangspannungsgleichungen entsprechend Gleichung 4.17 zum Gleichungssystem 4.18 umgeformt werden können, wobei für $n=m$ $M_{n,m} = L_n$ gilt.

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \\ u_E \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_E & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_E \\ i_K \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_1 & M_{1,2} & M_{1,3} & M_{1,E} & M_{1,K} \\ M_{2,1} & L_2 & M_{2,3} & M_{2,E} & M_{2,K} \\ M_{3,1} & M_{3,2} & L_3 & M_{3,E} & M_{3,K} \\ M_{E,1} & M_{E,2} & M_{E,3} & L_E & M_{E,K} \\ M_{K,1} & M_{K,2} & M_{K,3} & M_{K,E} & L_K \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_1 \\ i_2 \\ i_3 \\ i_E \\ i_K \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

Die Induktivitätsmatrix kann Größen enthalten, die sich ortsabhängig und somit bei Bewegung des Rotors auch zeitabhängig verändern, sodass in Summe nach dem Multiplizieren aller Parameter eine Vielzahl von transformatorischen und translatorischen Spannungsgleichungen entsteht.

4.5 Berechnung von dreisträngigen Maschinen nach dem Grundwellenmodell

Die folgende Herleitung der Spannungsgleichungen orientiert sich an dem Vorgehen von Krause, Wasynczuk und Sudhoff [46], wird aber für den Fall nicht optimal sinusförmig verteilter Stränge modifiziert. Sie basiert weitgehend auf der Verwendung der Grundwellentheorie, die von einer zeitlich sinusförmigen Parameterveränderung mit einfacher bzw. hinsichtlich der Rotorreluktanz mit doppelter Grundfrequenz ausgeht. Lediglich für den Ankerstrombelag können Harmonische höherer Ordnung entsprechend der nicht sinusförmig verteilten Stränge nicht vernachlässigt werden. Alle weiteren Darstellungen erfolgen über Zeiger in der komplexen Ebene, die mit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_{el} in Abhängigkeit von der Zeit t mit Grundfrequenz rotieren.

Variiert der magnetisch wirksame Luftspalt, hervorgerufen durch einen schenkligten Rotor der Maschine, wird vorausgesetzt, dass auch Induktivitäten des

Stators einer Sinusfunktion folgen. Für diesen Fall kann die Induktivitätsmatrix in Gleichung 4.18 derart gefüllt werden, dass eine Beschreibung mit geometrischen Größen möglich wird. Stator- sowie Rotoroberflächen werden als glatt angenommen (Vernachlässigung der Nutung), und ausgehend von einem relativ niedrig gesättigten Magnetkreis wird die Permeabilität des Eisens als unendlich groß ($\mu_r \rightarrow \infty$) angenommen. Bei der Beschreibung der Randbedingungen auf Basis der Elementarmaschine (zweipolige Anordnung) weist die Drehstromwicklung folgende Eigenschaften auf:

- Symmetrische Statorwicklung: 120° räumlich versetzt zueinander angeordnete Wicklungsstränge, die mit gleicher räumlicher Ausdehnung, gleicher Windungszahl und gleichem ohmschen Widerstand ausgeführt sind
- Sternschaltung der Stränge in der Statorwicklung (keine Kreisströme in den Strängen möglich)
- Erzeugung eines sinusförmigen rein radialen Luftspaltfeldes
- Streuung an den Stirnseiten der Maschine vernachlässigbar

4.5.1 Spannungsgleichungen für Schenkelpol- und Vollpolmaschinen

Für die Definition der folgenden Geometrieparameter wird in Abbildung 4.6 ein schematischer axialer Schnitt einer Maschine mit der Polpaarzahl $p = 2$ gezeigt. Die Statorcoordinate χ_S , die Rotorkoordinate χ_R sowie der Drehwinkel des Rotors θ_R werden eingeführt und der Rotor dreht sich gegenüber dem Stator mit der Winkelgeschwindigkeit ω_R . Konzentriert dargestellt sind die Stränge der Maschine, wobei Strangbezeichnungen ohne einen Strich und dem Symbol \odot eine negative und Strangbezeichnungen mit Strich und dem Symbol \otimes eine positive Wicklungsrichtung der Spule kennzeichnen. Die Wicklungsrichtungen der Statorstränge liegen auf dem statorfesten Koordinatensystem, die des Rotors auf dem rotorfesten d/q-Koordinatensystem. Der Dämpferkäfig wird in diesem Fall bereits in zwei Teile aufgeteilt, die entsprechend in der Polachse und der Pollücke des Rotors liegen. Alle positiven Richtungen der Wicklungsachsen werden mit Koordinatenpfeilen gekennzeichnet.

Die Leiter der drei Statorstränge sind räumlich nicht ideal sinusförmig verteilt, sondern einzelne Leiter, die den Strom I_n führen, füllen bei konzentrierten Wicklungen lediglich eine Nut. Es wird ein Strombelag A_n erzeugt, der die Verteilung der Strangströme im Stator über einer Polteilung τ_p beschreibt ($A_n(\chi_S) = f(I_n, \chi_S)$). Aufgrund der stark von einer Sinusfunktion abweichen-

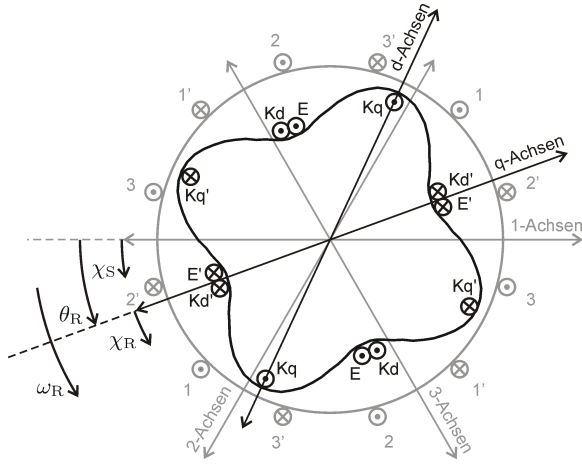


Abbildung 4.6: Stranganordnung einer 4-poligen Beispielmachine

den Verteilung der Leiter eines Stranges müssen neben der Grundwelle Harmonische höherer Ordnung ($j = 1$ bis ν) betrachtet werden, sodass der Strombelag als Summe der Anteile einzelner Harmonischer entsprechend ihrer Fourierkoeffizienten mit der Ordnungszahl j (a_j und b_j) angegeben wird.

$$A_n(\chi_S) = \frac{1}{\tau_P} \sum_{j=1}^{\nu} \left[\hat{I}_{n,a_j} \cdot \cos(a_j p \chi_S) + \hat{I}_{n,b_j} \cdot \sin(b_j p \chi_S) \right] \quad (4.19)$$

Das Integral über alle Teilströme eines Strangs über einen Pol wird als Durchflutung des Stranges Θ_n bezeichnet.

$$\Theta_n = \int A_n(\chi_S) \cdot r_{akt} d\chi_S \quad (4.20)$$

Bei Verwendung von konzentrierten Spulen ist der Strombelag eines Stranges blockförmig, die Amplitude der Grundwelle von Θ_n erhält somit den Faktor $\frac{4}{\pi}$. Um die Harmonischen des Statorstrombelags zu reduzieren, erfolgt häufig eine Sehnung oder Zonung der Statorwicklung. Die effektive Windungszahl wird mit dem Produkt von physikalischer Windungszahl w_S und dem Wicklungsfaktor $\xi_S = \xi_{SS} \cdot \xi_{SZ}$ beschrieben, wobei die Faktoren ξ_{SS} die Sehnung und ξ_{SZ} die Zonung der Wicklung angeben. Entsprechend der Wahl des Koordinatensystems in Abbildung 4.6 folgt die erste Harmonische des Strombelags dem Verlauf einer um π verschobenen Sinusfunktion, sodass nach Integration für die

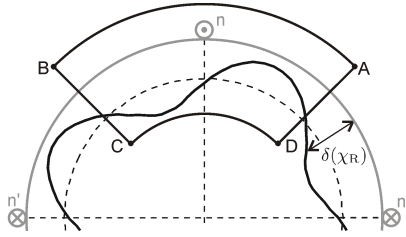


Abbildung 4.7: Integrationsweg für Bestimmung der Durchflutung

Durchflutung die Gleichung 4.21 folgt.

$$\underline{\Theta}_n = \frac{4}{\pi} \cdot \xi_S w_S \cdot \frac{r_{\text{akt}}}{\tau_P p} \hat{I}_n \cos p\chi_S \quad (4.21)$$

Die Gleichung 4.21 kann durch Einfügen von $\frac{r_{\text{akt}}}{p} = \frac{\tau_P}{\pi}$ in Gleichung 4.22 vereinfacht werden.

$$\underline{\Theta}_n = \frac{4}{\pi^2} \cdot \xi_S w_S \cdot \hat{I}_n \cos p\chi_S \quad (4.22)$$

Mit Berücksichtigung der Phasenverschiebung der Stränge von 120° zueinander, kann die gesamte Durchflutung der drei Statorstränge als Raumzeiger $\underline{\Theta}_S$ gemäß Gleichung 4.23 angegeben werden.

$$\underline{\Theta}_S = \frac{4}{\pi^2} \cdot \xi_S w_S \cdot \left[\hat{I}_1 \cos p\chi_S + \hat{I}_2 \cos \left(p\chi_S - \frac{2\pi}{3} \right) + \hat{I}_3 \cos \left(p\chi_S + \frac{2\pi}{3} \right) \right] \quad (4.23)$$

Mit Hilfe des Durchflutungsgesetzes wird die Beziehung zur Flussdichte hergestellt. Das geschlossene Linienintegral der Feldstärke \vec{H} entlang des Weges $d\vec{l}$ beschreibt die dem H-Feld zugrunde liegende Durchflutung (vgl. Kapitel 4.2.1). Aufgrund der Annahme $\mu_r \rightarrow \infty$ und der Voraussetzung, dass nur ein Radialfeld vorliegt, kann für einen einzelnen Strang n die statorseitige Durchflutung allein in Abhängigkeit von der radialen Weglänge im Luftspalt berechnet werden. Der Integrationsweg wird entlang der Linie ABCD in Abbildung 4.7 gewählt, umspannt einen Bogen von $\frac{\pi}{p}$ und summiert die Ströme über einen Pol. Der Luftspalt $\delta(\chi_R)$ ist an beiden Stellen, an denen der Integrationsweg kreuzt, gleich groß und kann zwei Polen zugeordnet werden, sodass für die Betrachtung eines Pols der Luftspalt nur einfach wirksam ist (Gleichung 4.24).

4.5 Berechnung von dreisträngigen Maschinen nach dem Grundwellenmodell

$$\begin{aligned}\Theta_n(\chi_S, \chi_R, t) &= \oint \underline{H}(\chi_S, t) dl \\ &= \underline{H}(\chi_S, t) \cdot \delta(\chi_R)\end{aligned}\quad (4.24)$$

Aufgrund der Beziehung $\underline{B} = \mu \cdot \underline{H}$ darf die orts- und rotorstellungsabhängige zeitveränderliche Flussdichte im Luftspalt, hervorgerufen durch einen Strang im Stator, nach Gleichung 4.25 beschrieben werden.

$$\underline{B}_{\delta,n}(\chi_S, \chi_R, t) = \mu \cdot \frac{\Theta_n(\chi_S, \chi_R, t)}{\delta(\chi_R)} \quad (4.25)$$

Für die Berechnung der Luftspaltfelder, hervorgerufen durch die Wicklungen im Rotor, kann analog nach den Gleichungen 4.20 bis 4.22 und Gleichungen 4.24 und 4.25 vorgegangen werden. Auch in den Strängen des Rotors können Ströme zeitabhängig sein, sodass sich für die vom Rotor herrührenden Luftspaltfelder die Gleichungen 4.26 bis 4.28 ergeben.

$$\underline{B}_{\delta,Kq}(\chi_R) = \mu \cdot \frac{\Theta_{Kq}(\chi_R)}{\delta(\chi_R)} \quad (4.26)$$

$$\underline{B}_{\delta,E}(\chi_R) = \mu \cdot \frac{\Theta_E(\chi_R)}{\delta(\chi_R)} \quad (4.27)$$

$$\underline{B}_{\delta,Kd}(\chi_R) = \mu \cdot \frac{\Theta_{Kd}(\chi_R)}{\delta(\chi_R)} \quad (4.28)$$

Der magnetisch wirksame Luftspalt kann nach Gleichung 4.29 beschrieben werden. Aufgrund der Beziehung $\chi_S = \chi_R + \theta_R$ ist auch die Darstellung als Funktion der Statorcoordinate χ_S und des Drehwinkels θ_R möglich. Für die spätere Integration bietet sich jedoch die Beschreibung nach Gleichung 4.30 bzw. Gleichung 4.31 mit den Ersatzvariablen g_a und g_b an. Minimaler und maximaler Luftspalt können dann mit den Funktionen $\delta_{\min} = (g_a + g_b)^{-1}$ und $\delta_{\max} = (g_a - g_b)^{-1}$ beschrieben werden.

$$\delta(\chi_R) = \delta_{\min} + \frac{1}{2}(\delta_{\max} - \delta_{\min}) \cdot (1 + \cos 2p\chi_R) \quad (4.29)$$

$$\delta(\chi_R) = \frac{1}{g_a - g_b \cos 2p\chi_R} \quad (4.30)$$

$$\delta(\chi_S, \theta_R) = \frac{1}{g_a - g_b \cos 2p(\chi_S - \theta_R)} \quad (4.31)$$

Die Berechnung der Eigeninduktivitäten der Statorstränge erfolgt über die Betrachtung der Flussverkettung: Die Flussverkettung eines Stranges $\underline{\Psi}_n$ entsteht

aus der Überlagerung der magnetischen Flüsse der einzelnen Windungen und kann mit Hilfe der Luftspaltflussdichte $\underline{B}_{\delta,n}$ und der Fläche eines Pols auf der Statoroberfläche mit dem Radius r_{akt} und der aktiven Länge l_{akt} (sowie der Ersatzintegrationskonstanten ζ für χ_S) berechnet werden. Der gesamte von dem Strang erzeugte Fluss koppelt in den gleichen Strang zurück, sodass die effektive Windungszahl und der Betrag des Flusses entsprechend der Ortskoordinate und als generatorischer Vorgang mit negativem Vorzeichen in die Berechnung der Flussverkettung in Gleichung 4.32 eingeht.

$$\underline{\Psi}_{n,n} = - \int_0^\pi \xi_S w_S \sin p\chi_S \int_{p\chi_S}^{p\chi_S+\pi} \underline{B}_{\delta,n}(\zeta, \theta_R) r_{\text{akt}} l_{\text{akt}} d\zeta d\chi_S \quad (4.32)$$

Zusammen mit den Gleichungen 4.22, 4.25 und 4.30 ergibt sich Gleichung 4.33 für den Strang 1. Die Lösung des Integrals liefert die Eigeninduktivität des Statorstranges (Gleichung 4.34). Die Berechnung der Eigeninduktivitäten der verbleibenden Statorstränge erfolgt in gleicher Weise unter Berücksichtigung der Lage der Wicklungsachsen der Stränge.

$$\underline{\Psi}_{1,1} = -\mu \cdot \frac{4}{\pi^2} \cdot (\xi_S w_S)^2 \cdot r_{\text{akt}} l_{\text{akt}} \cdot \underline{I}_1 \cdot \int_0^{\frac{\pi}{p}} \sin p\chi_S \int_{\chi_S}^{\chi_S+\frac{\pi}{p}} \cos p\zeta \cdot [g_a - g_b \cos 2p(\zeta - \theta_R)] d\zeta d\chi_S \quad (4.33)$$

$$\underline{\Psi}_{1,1} = \underbrace{\mu \cdot \frac{4}{p^2 \pi} \cdot (\xi_S w_S)^2 \cdot r_{\text{akt}} l_{\text{akt}} \cdot \left(g_a - \frac{g_b}{2} \cos 2p\theta_R \right)}_{L_1} \cdot \underline{I}_1 \quad (4.34)$$

Die Berechnung der Gegeninduktivität zwischen zwei Statorsträngen n und m erfolgt über die Verkopplung des Flusses mit dem Strang n, der allein aufgrund des stromführenden Strangs m erzeugt wird. Die Flussverkettung wird in Gleichung 4.35 analog zu Gleichung 4.34 hergeleitet. Die Lösung des Integrals liefert in Gleichung 4.36 die Gegeninduktivität des Statorstrangs 1 zum Statorstrang 2. Die beiden weiteren Gegeninduktivitäten der Statorstränge ergeben sich unter Berücksichtigung der geometrischen Lage der jeweiligen Wicklungsachsen bei gleichen Integrationsgrenzen nach Gleichung 4.37 und Gleichung 4.38.

$$\underline{\Psi}_{1,2} = -\mu \cdot \frac{4}{\pi^2} \cdot (\xi_S w_S)^2 \cdot r_{\text{akt}} l_{\text{akt}} \cdot \underline{I}_2 \cdot \int_0^{\frac{\pi}{p}} \sin p\chi_S \int_{\chi_S}^{\chi_S+\frac{\pi}{p}} \cos \left(p\zeta - \frac{2\pi}{3} \right) [g_a - g_b \cos 2p(\zeta - \theta_R)] d\zeta d\chi_S \quad (4.35)$$

4.5 Berechnung von dreisträngigen Maschinen nach dem Grundwellenmodell

$$\underline{\Psi}_{1,2} = \underbrace{-\mu \cdot \frac{2}{p^2\pi} \cdot (\xi_S w_S)^2 \cdot r_{\text{akt}} l_{\text{akt}} \cdot \left[g_a + g_b \cos 2 \left(p\theta_R - \frac{\pi}{3} \right) \right]}_{M_{1,2}=M_{2,1}} \cdot \underline{I}_2 \quad (4.36)$$

$$\underline{\Psi}_{1,3} = \underbrace{-\mu \cdot \frac{2}{p^2\pi} \cdot (\xi_S w_S)^2 \cdot r_{\text{akt}} l_{\text{akt}} \cdot \left[g_a + g_b \cos 2 \left(p\theta_R + \frac{\pi}{3} \right) \right]}_{M_{1,3}=M_{3,1}} \cdot \underline{I}_3 \quad (4.37)$$

$$\underline{\Psi}_{2,3} = \underbrace{-\mu \cdot \frac{2}{p^2\pi} \cdot (\xi_S w_S)^2 \cdot r_{\text{akt}} l_{\text{akt}} \cdot [g_a + g_b \cos 2(p\theta_R + \pi)]}_{M_{2,3}=M_{3,2}} \cdot \underline{I}_3 \quad (4.38)$$

Für die Berechnung der Gegeninduktivitäten von Statorsträngen mit den Rotorsträngen gilt es neben der Lage der Wicklungsachsen auch die unterschiedlichen Windungszahlen zu berücksichtigen (Gleichung 4.39). Die Änderung der Gegeninduktivität geht in diesem Fall (im Gegensatz zu den berechneten Induktivitäten des Stators) mit dem elektrischen Drehwinkel $p\theta_R$ ein. Für die Gegeninduktivität zwischen Erregerstrang (E) und Statorstrang 1 wird Gleichung 4.39 aufgestellt. Die Lösung des Integrals (Gleichung 4.40) ist für die in der gleichen Achse liegende Dämpferwicklung (Index: Kd) bei Vertauschen der Indizes identisch. Die Wicklungsachse der zweiten Dämpferwicklung (Index: Kq) in Richtung der q-Achse ist mit der Kosinusfunktion entsprechend einer Verschiebung von $\frac{\pi}{2}$ und dem entsprechenden Luftspalt zu berücksichtigen (Gleichung 4.41). Für die Gegeninduktivitäten der Statorstränge 2 und 3 mit den Rotorsträngen ergeben sich identische Gleichungen, die sich jeweils nur im Argument der Winkelfunktion unterscheiden: Zu $p\theta_R$ wird entsprechend der Summand $-\frac{2\pi}{3}$ bzw. $+\frac{2\pi}{3}$ addiert.

$$\underline{\Psi}_{1,E} = -\mu \cdot \frac{4}{\pi^2} \cdot (\xi_S w_S)(\xi_E w_E) \cdot r_{\text{akt}} l_{\text{akt}} \cdot \underline{I}_E \cdot \int_0^{\frac{\pi}{p}} \sin p\chi_S \int_{\chi_S + \frac{\pi}{p}}^{\chi_S + \frac{2\pi}{p}} \sin p(\zeta - \theta_R) [g_a - g_b \cos 2p(\zeta - \theta_R)] d\zeta d\chi_S \quad (4.39)$$

$$\underline{\Psi}_{1,E} = \underbrace{\mu \cdot \frac{4}{p^2\pi} \cdot (\xi_S w_S)(\xi_E w_E) \cdot r_{\text{akt}} l_{\text{akt}} \cdot \left(g_a + \frac{g_b}{2} \right) \sin p\theta_R}_{M_{1,E}=M_{E,1}} \cdot \underline{I}_E \quad (4.40)$$

4 Verfahren zur Berechnung von Synchronmaschinen

$$\underline{\Psi}_{1,Kq} = \underbrace{\mu \cdot \frac{4}{p^2\pi} \cdot (\xi_{Sws})(\xi_{Kq}w_{Kq}) \cdot r_{akt}l_{akt} \cdot \left(g_a - \frac{g_b}{2}\right) \cos p\theta_R \cdot \underline{I}_{Kq}}_{M_{1,Kq}=M_{Kq,1}} \quad (4.41)$$

Für die Berechnung der Eigeninduktivitäten der Stränge im Rotor kann die Flussverkettung direkt als Funktion der Rotorkoordinate χ_R angegeben werden. Entsprechend der Gleichungen wirkt sich der unterschiedlich große Luftspalt in d- und q-Richtung des Rotors aus. Für die Stränge mit der Wicklungsachse in der Polachse des Rotorkoordinatensystems werden sie in den Gleichungen 4.42 und 4.43 und für den Strang mit der Wicklungsachse in der Pollücke in den Gleichungen 4.44 und 4.45 angegeben.

$$\underline{\Psi}_E = -\mu \cdot \frac{4}{\pi^2} \cdot (\xi_E w_E)^2 \cdot r_{akt}l_{akt} \cdot \underline{I}_E \cdot \int_{\frac{\pi}{p}}^{\frac{2\pi}{p}} \cos p\chi_R \int_{\chi_R + \frac{\pi}{p}}^{\chi_R + \frac{2\pi}{p}} \sin p\zeta (g_a - g_b \cos 2p\zeta) d\zeta d\chi_R \quad (4.42)$$

$$\underline{\Psi}_E = \underbrace{\mu \cdot \frac{4}{p^2\pi} \cdot (\xi_E w_E)^2 \cdot r_{akt}l_{akt} \cdot \left(g_a + \frac{g_b}{2}\right) \cdot \underline{I}_E}_{L_E} \quad (4.43)$$

$$\underline{\Psi}_{Kq} = -\mu \cdot \frac{4}{\pi^2} \cdot (\xi_{Kq} w_{Kq})^2 \cdot r_{akt}l_{akt} \cdot \underline{I}_{Kq} \cdot \int_{\frac{\pi}{p}}^{\frac{2\pi}{p}} \sin p\chi_R \int_{\chi_R + \frac{\pi}{2p}}^{\chi_R + \frac{3\pi}{2p}} \sin p\zeta (g_a + g_b \cos 2p\zeta) d\zeta d\chi_R \quad (4.44)$$

$$\underline{\Psi}_{Kq} = \underbrace{\mu \cdot \frac{4}{p^2\pi} \cdot (\xi_{Kq} w_{Kq})^2 \cdot r_{akt}l_{akt} \cdot \left(g_a - \frac{g_b}{2}\right) \cdot \underline{I}_{Kq}}_{L_{Kq}} \quad (4.45)$$

Orthogonal aufeinander stehende Rotorstränge weisen eine Kopplung von Null auf. Stränge, die die gleiche Wicklungsachse aufweisen und in der gleichen Wicklungsachse liegen, sind im Gegensatz dazu, bei Vernachlässigung von Streuung, ideal gekoppelt und es müssen nur die unterschiedlichen Windungszahlen und die magnetisch wirksamen Luftspalte berücksichtigt werden. Auf Basis der Gleichung 4.46 wird in der Gleichung 4.47 die Gegeninduktivität zwischen Erreger-

4.5 Berechnung von dreisträngigen Maschinen nach dem Grundwellenmodell

wicklung und Dämpferwicklung angegeben.

$$\underline{\Psi}_{E,Kd} = -\mu \cdot \frac{4}{\pi^2} \cdot (\xi_E w_E)(\xi_{Kd} w_{Kd}) \cdot r_{akt} l_{akt} \cdot \underline{I}_{Kd} \cdot \int_{\frac{\pi}{p}}^{\frac{2\pi}{p}} \cos p\chi_R \int_{\chi_R + \frac{\pi}{p}}^{\chi_R + \frac{2\pi}{p}} \sin p\zeta (g_a - g_b \cos 2p\zeta) d\zeta d\chi_R \quad (4.46)$$

$$\underline{\Psi}_{E,Kd} = \underbrace{\mu \cdot \frac{4}{p^2 \pi} \cdot (\xi_E w_E)(\xi_{Kd} w_{Kd}) \cdot r_{akt} l_{akt} \cdot \left(g_a + \frac{g_b}{2}\right)}_{M_{E,Kd} = M_{Kd,E}} \cdot \underline{I}_{Kd} \quad (4.47)$$

Die Berechnung der Eigen- und Gegeninduktivitäten aller Stränge ist damit abgeschlossen. Für eine übersichtliche Darstellung werden nachfolgend die Spannungsgleichungen in Matrixschreibweise angegeben. Dazu werden vier Matrizen für die gesamte Induktivitätsmatrix aller Stränge angegeben:

- $\underline{\underline{L}}_S$ (Gleichung 4.48) beinhaltet die Eigen- und Gegeninduktivitäten der Statorstränge

$$\underline{\underline{L}}_S = \begin{pmatrix} L_1 & M_{1,2} & M_{1,3} \\ M_{2,1} & L_2 & M_{2,3} \\ M_{3,1} & M_{3,2} & L_3 \end{pmatrix} \quad (4.48)$$

- $\underline{\underline{L}}_R$ (Gleichung 4.49) beinhaltet die Eigen- und Gegeninduktivitäten der Rotorstränge

$$\underline{\underline{L}}_R = \begin{pmatrix} L_{Kq} & M_{KqE} & M_{Kq,Kd} \\ M_{E,Kq} & L_E & M_{E,Kd} \\ M_{Kd,Kq} & M_{Kd,E} & L_{Kd} \end{pmatrix} \quad (4.49)$$

- $\underline{\underline{L}}_{SR}$ (Gleichung 4.50) beinhaltet die Gegeninduktivitäten der Stator- mit den Rotorsträngen

$$\underline{\underline{L}}_{SR} = \begin{pmatrix} M_{1,Kq} & M_{1,E} & M_{1,Kd} \\ M_{2,Kq} & M_{2,E} & M_{2,Kd} \\ M_{3,Kq} & M_{3,E} & M_{3,Kd} \end{pmatrix} \quad (4.50)$$

- $\left(\underline{\underline{L}}_{SR}\right)^T$ entspricht der transponierten Matrix $\underline{\underline{L}}_{SR}$

Nach der Definition der Matrizen kann die Spannungsgleichung 4.18 entsprechend den Annahmen des Grundwellenmodells und der durchgeführten Aufteilung der Rotorstränge in d- und q-Komponente nach Gleichung 4.51 beschrieben werden.

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_1 \\ \underline{U}_2 \\ \underline{U}_3 \\ 0 \\ \underline{U}_E \\ 0 \end{pmatrix} = \text{diag} \begin{pmatrix} R_1 \\ R_1 \\ R_3 \\ R_{Kq} \\ R_E \\ R_{Kd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \\ \underline{I}_{Kq} \\ \underline{I}_E \\ \underline{I}_{Kd} \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \underline{L}_S & \underline{L}_{SR} \\ \left(\underline{L}_{SR} \right)^T & \underline{L}_R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_1 \\ \underline{I}_2 \\ \underline{I}_3 \\ \underline{I}_{Kq} \\ \underline{I}_E \\ \underline{I}_{Kd} \end{pmatrix} \quad (4.51)$$

4.5.2 Überführung der Gleichungen in das einphasige Ersatzschaltbild

Das umfassende Gleichungssystem 4.51 enthält Parameter, die im statorfesten Koordinatensystem beschrieben werden (Gleichungen der Statorstränge) und solche, für die das rotorfesten Koordinatensystem gilt (Gleichungen der Rotorstränge). Eine besonders einfache Beschreibung erfolgt bei Angabe aller Größen im d/q-Koordinatensystem. Dazu kann eine Koordinatentransformationsmatrix \underline{K}_S genutzt werden, die für den allgemeinen Fall in Gleichung 4.52 für die Umrechnung von Parametern in Statorkoordinaten in Parameter des rotorfesten d/q-Systems genutzt wird (Park'sche Transformation) [46]. Für die umgekehrte Koordinatentransformation ist die invertierte Matrix $\underline{K}_S^{(-1)}$ in Gleichung 4.53 anzuwenden.

$$\begin{pmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos p\theta_R & \cos \left(p\theta_R - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(p\theta_R + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin p\theta_R & \sin \left(p\theta_R - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(p\theta_R + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{pmatrix}}_{\underline{K}_S} \begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{pmatrix} \quad (4.52)$$

4.5 Berechnung von dreisträngigen Maschinen nach dem Grundwellenmodell

$$\begin{pmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{pmatrix} = \underbrace{\begin{pmatrix} \cos p\theta_R & \sin p\theta_R & 1 \\ \cos\left(p\theta_R - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(p\theta_R - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(p\theta_R + \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(p\theta_R + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{pmatrix}}_{\underline{\underline{K}}_S^{(-1)}} \begin{pmatrix} f_q \\ f_d \\ f_0 \end{pmatrix} \quad (4.53)$$

Die Transformationen der Teilmatrizen erfolgen entsprechend der Bezugssysteme der verwendeten Spannungen und Ströme und werden im Gleichungssystem 4.51 angewendet, sodass das neue Gleichungssystem 4.54 entsteht:

$$\begin{pmatrix} \underline{U}_q \\ \underline{U}_d \\ \underline{U}_0 \\ 0 \\ \underline{U}_E \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \underline{\underline{K}}_S \text{diag} \begin{pmatrix} R_1 \\ R_2 \\ R_3 \end{pmatrix} \underline{\underline{K}}_S^{(-1)} & \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} & \text{diag} \begin{pmatrix} R_{Kq} \\ R_E \\ R_{Kd} \end{pmatrix} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_q \\ \underline{I}_d \\ \underline{I}_0 \\ \underline{I}_{Kq} \\ \underline{I}_E \\ \underline{I}_{Kd} \end{pmatrix} \\ + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} \underline{\underline{K}}_S \underline{\underline{L}}_S \underline{\underline{K}}_S^{(-1)} & \underline{\underline{K}}_S \underline{\underline{L}}_{SR} \\ \left(\underline{\underline{L}}_{SR} \right)^T \underline{\underline{K}}_S^{(-1)} & \underline{\underline{L}}_R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_q \\ \underline{I}_d \\ \underline{I}_0 \\ \underline{I}_{Kq} \\ \underline{I}_E \\ \underline{I}_{Kd} \end{pmatrix} \quad (4.54)$$

Durch die Überführung der Gleichungen ergeben sich eine Reihe von Vereinfachungen: Die Spannung des Nullsystems \underline{U}_0 ist bei ideal symmetrischer Speisung gleich Null und wird deshalb im Folgenden nicht weiter berücksichtigt. Die Ströme in den Strängen der Dämpferwicklung sind aufgrund des stationären Zustands ebenfalls Null, sodass auch diese Gleichungen entfallen. Die Gegeninduktivitäten der d- und q-Wicklungen sind aufgrund der orthogonalen Anordnung gleich Null. Im d/q-Koordinatensystem sind die Strom- und Spannungsgrößen des Stators zusätzlich konstant, sodass Ströme und Spannungen als Effektivwerte geschrieben werden. Nach erfolgter Transformation wird der Statorwiderstand mit R_S angegeben, sodass Gleichung 4.55 folgt.

$$\begin{pmatrix} U_q \\ U_d \\ U_E \end{pmatrix} = \text{diag} \begin{pmatrix} R_S \\ R_S \\ R_E \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_q \\ I_d \\ I_E \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_q & 0 & 0 \\ 0 & L_d & M_{d,E} \\ 0 & M_{d,E} & L_E \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_q \\ I_d \\ I_E \end{pmatrix} \quad (4.55)$$

4 Verfahren zur Berechnung von Synchronmaschinen

Bei konstantem Erregerstrom wird auch die Spannung über der Eigeninduktivität der Erregerwicklung zu Null, nur die Gegeninduktivität mit dem Statorstrang, dessen Wicklungsachse in der d-Achse des Koordinatensystems steht, bleibt bestehen, wird allerdings für die Erstellung des einphasigen Ersatzschaltbildes vernachlässigt. Die ohmschen Verluste in der Erregerspule sind allerdings für die Betrachtung der Erwärmung des Rotors von Interesse, sodass für die Erregerspannung die einfache Spannungsgleichung 4.56 separiert wird.

$$U_E = R_E \cdot I_E \quad (4.56)$$

Nach der Transformation ergeben sich für die Induktivitäten einfache Gleichungen. So kann für die Induktivität L_q Gleichung 4.57 geschrieben werden.

$$L_q = \mu \cdot \frac{4}{p^2 \pi} (\xi_S w_S)^2 \cdot r_{\text{akt}} l_{\text{akt}} \cdot (g_a - g_b) \quad (4.57)$$

Mit Berücksichtigung von $\frac{r_{\text{akt}}}{p} = \frac{\tau_P}{\pi}$ und dem Einsetzen von minimalem bzw. maximalem Luftspalt gemäß $\delta_{\min} = (g_a + g_b)^{-1}$ und $\delta_{\max} = (g_a - g_b)^{-1}$ erfolgt die Berechnung der Induktivitäten für ein Medium, dessen relative Permeabilität 1 beträgt, mit den Gleichungen 4.58 bis 4.60.

$$L_q = \mu_0 \cdot \frac{4\tau_P}{p\pi^2} (\xi_S w_S)^2 \cdot l_{\text{akt}} \cdot \frac{1}{\delta_{\max}} \quad (4.58)$$

$$L_d = \mu_0 \cdot \frac{4\tau_P}{p\pi^2} (\xi_S w_S)^2 \cdot l_{\text{akt}} \cdot \frac{1}{\delta_{\min}} \quad (4.59)$$

$$M_{d,E} = \mu_0 \cdot \frac{4\tau_P}{p\pi^2} (\xi_S w_S)(\xi_E w_E) \cdot l_{\text{akt}} \cdot \frac{1}{\delta_{\min}} \quad (4.60)$$

Es erfolgt abschließend der Übergang in die komplexe Darstellung durch das Einführen der elektrischen Winkelgeschwindigkeit ω_{el} und der Zeigerdarstellung in der komplexen Ebene. Damit kann die Spannungsgleichung des Stators in einem Spannungszeiger $\underline{U}_S = U_d + jU_q$ (rotierend im d/q-Koordinatensystem) zusammengefasst werden (Gleichung 4.61).

$$\underline{U}_S = R_S \cdot (I_d + jI_q) + j\omega_{\text{el}} \cdot (L_d I_d + M_{d,E} I_E + jL_q I_q) \quad (4.61)$$

Es ist zweckmäßig, für die Beschreibung der Spannungsgleichungen des Stators eine Ersatzgröße für den Erregerstrom mit der Gleichung 4.62 zu definieren.

$$I'_E = \frac{(\xi_E w_E)}{(\xi_S w_S)} \cdot I_E \quad (4.62)$$

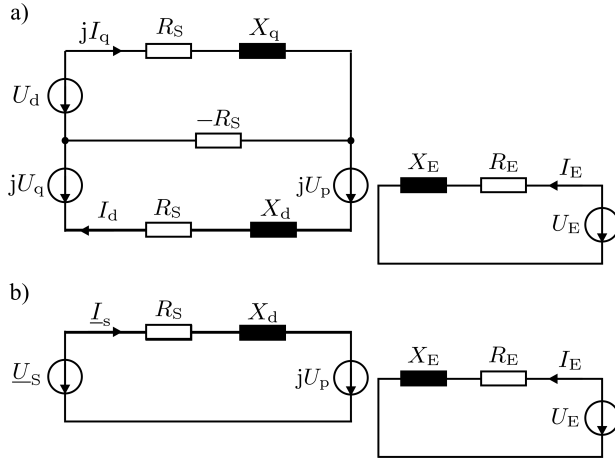


Abbildung 4.8: ESB a) der Schenkelpolmaschine, b) der Vollpolmaschine

Mit dem Ersatzstrom kann die Polradspannung U_p in Gleichung 4.63 definiert werden.

$$\underline{U}_p = jU_p = j \cdot \omega_{el} M_{d,E} I_E = j \cdot \omega_{el} L_d I'_E \quad (4.63)$$

Gleichung 4.64 kann in das einphasige Ersatzschaltbild der Schenkelpolmaschine in Abbildung 4.8 a) übertragen werden. Dazu werden die Induktivitäten als Reaktanzen geschrieben und die Kopplung der Maschen für die Ströme I_d und I_q gelingt mit Hilfe des negativen Ständerwiderstands $-R_S$ [47]. Mit der Vereinfachung $X_d = X_q$ kann Gleichung 4.64 vereinfacht und das ESB der Schenkelpolmaschine in das ESB der Vollpolmaschine in Abbildung 4.8 b) überführt werden.

$$\underline{U}_S = R_S \cdot \underline{I}_S + jX_d I_d + \underline{U}_p - X_q I_q \quad (4.64)$$

4.5.3 Drehmomentberechnung

Die Drehmomentberechnung soll auf Basis der in Kapitel 4.5.2 gezeigten Gleichungen über die allgemeine Leistungsgleichung durch Multiplikation von kom-

4 Verfahren zur Berechnung von Synchronmaschinen

plexer Spannung mit konjugiert komplexen Strom erklärt werden. Die Scheinleistung S wird für eine dreisträngige Maschine nach Gleichung 4.65 berechnet.

$$S = 3 \cdot (U_d + jU_q) \cdot (I_d - jI_q) \quad (4.65)$$

Nach dem Multiplizieren bleibt für den Realteil, entsprechend der Wirkleistung des Systems, der Ausdruck in Gleichung 4.66 erhalten.

$$P = 3 \cdot (U_d \cdot I_d + U_q \cdot I_q) \quad (4.66)$$

Durch Einsetzen der Spannungen aus Gleichung 4.64 erfolgt die Berechnung in Abhängigkeit des Strangwiderstands und der Reluktanzen. Den einzelnen Summanden werden, deren physikalischer Herkunft entsprechend, die Unterschriften zugeordnet.

$$P = 3 \cdot \left(\underbrace{R_S |I_S|^2}_{\text{Verlustleistung}} + \underbrace{X_d I_d I_q - X_q I_d I_q}_{\text{Reluktanz-Leistung}} + \underbrace{U_p I_q}_{\text{Vollpol-Leistung}} \right) \quad (4.67)$$

Das gesamte Drehmoment kann entsprechend aus den Anteilen der Leistung, hervorgerufen durch die Schenkligkeit des Rotors (Reluktanzmoment M_{Rel}) und durch das Erregerfeld (Vollpolmoment M_{Voll}), nach Division durch die Winkelgeschwindigkeit des Rotors in Gleichung 4.68 berechnet werden.

$$M_{\text{Ges}} = 3 \cdot \frac{p}{\omega_{\text{el}}} \cdot ((X_d - X_q) I_d I_q + U_p I_q) \quad (4.68)$$

Anders als bei der Vollpol-Synchronmaschine wird bei der Schenkelpolmaschine ein Teil des Drehmoments folglich aus der Kombination von Stromanteilen in d-Richtung und q-Richtung erzeugt, welcher verschwindet, sobald einer der Anteile zu Null wird. Abbildung 4.9 zeigt qualitativ die unterschiedlichen Anteile des Drehmoments einer Vollpolmaschine und die Drehmomentanteile von Schenkelpolmaschinen für die Fälle $X_d < X_q$ und $X_d > X_q$ (Amplituden willkürlich gewählt). Aufgetragen sind die Kurven über der Koordinate $p\chi_R$ für den Fall, dass ein Statorstrom konstanter Amplitude entsprechend dem Winkel β eingeprägt sei. Dieser Winkel wird auch als Stromschwenkwinkel oder Vorkommutierungswinkel bezeichnet. Ein Winkel von $p\chi_R = 90^\circ$ entspricht somit einem Strom allein in q-Richtung des Rotorkoordinatensystems und einem Stromschwenkwinkel von 0° . Bei Schenkelpolmaschinen setzt sich das gesamte Drehmoment M_{Ges} aus den jeweiligen Anteilen des Drehmoments zusammen.

Bei niedrigen elektrischen Grundfrequenzen überwiegen die ohmschen Verluste der Maschine, sodass in erster Näherung angenommen werden kann, dass die Verluste proportional zum Quadrat des Strangstroms sind. Um eine Schenkelpolmaschine mit möglichst geringen Verlusten zu betreiben, ist es daher sinnvoll, einen Schwenkwinkel des Stromes einzustellen, der für eine gegebene

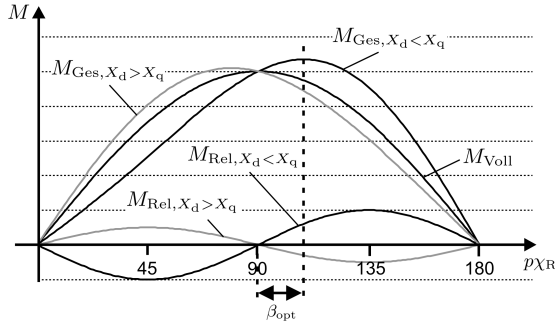


Abbildung 4.9: Drehmomentkurven unterschiedlicher Synchronmaschinen

Stromamplitude das maximale Gesamtdrehmoment erzeugt. Dies führt zu der Formulierung einer Extremwertaufgabe, die das Maximum des Drehmoments bei gegebenen Maschinenparametern, Statorstromamplitude und Polradspannung als Funktion der entsprechenden Stromanteile bzw. des Stromschwenkwinkels β_{opt} definiert. Zur Herleitung wird in Gleichung 4.69 der Stromschwenkwinkel β mit Nullposition auf der positiven q-Achse eingeführt.

$$M_{\text{Ges}} = 3 \cdot \frac{p}{\omega_{\text{el}}} \cdot ((X_d - X_q)|\underline{I}_S|^2 \frac{1}{2} \sin(2\beta) + U_P |\underline{I}_S| \cos \beta) \quad (4.69)$$

Die nachfolgende Ableitung nach β und das Nullsetzen der Gleichung führt zu dem Ausdruck in Gleichung 4.70.

$$M'_{\text{Ges}} = 3 \cdot \frac{p}{\omega_{\text{el}}} \cdot ((X_d - X_q)|\underline{I}_S|^2 (1 - 2 \sin^2(\beta) - U_P |\underline{I}_S| \sin \beta) \stackrel{!}{=} 0 \quad (4.70)$$

Diese Gleichung kann zu einer quadratischen Gleichung 4.71 vereinfacht und nach β_{opt} gelöst werden.

$$\sin^2 \beta_{\text{opt}} + \frac{U_P}{(X_d - X_q)2|\underline{I}_S|} \sin \beta_{\text{opt}} - \frac{1}{2} = 0 \quad (4.71)$$

4.6 Berechnung mit Hilfe der Finiten-Elemente-Methode

Die Vorhersage des Verhaltens einer elektrischen Maschine ist für eine Vielzahl von Maschinen über analytische Gleichungen möglich. Spielen bei der Maschine nichtlineare Einflüsse eine nicht mehr zu vernachlässigende Rolle, gewinnt die Finite-Elemente-Berechnung eine besondere Bedeutung: Über Tabellen können

die Materialeigenschaften abgelegt und somit die magnetische Belastung in der Auslegungsphase berücksichtigt werden. Für die in den späteren Kapiteln vorgestellte Maschine ist die Berücksichtigung der nichtlinearen Eigenschaft des Eisens („Sättigung“) zwingend erforderlich. Da die hohe magnetische Belastung von Teilen des Eisenkreises weder homogen verteilt noch für verschiedene Betriebspunkte konstant ist, bieten sich numerische Berechnungsprogramme zur Lösung dieses Problems an.

4.6.1 Spannungspeisung der Maschine

Für eine möglichst realitätsgetreue Abbildung des Maschinenverhaltens kann eine Spannungspeisung der Maschine vorgenommen werden. Wird Sie eingesetzt, kann sich der Strom entsprechend der wirkenden Impedanzen des Systems einstellen. Bei der Modellierung von Permanentmagneten erfordert dies eine transiente Rechnung mit einem Lösungsintervall über die Drehung des Rotors von mindestens einer Polteilung. Die Kopplung von Feldberechnung mit konzentrierten Bauelementen erfordert zusätzlich die Lösung eines weiteren Freiheitsgrads in der Berechnung. Insbesondere bei nichtlinearen Berechnungen wird die Analyse einer Vielzahl von zu untersuchenden Arbeitspunkten und Rotor-/Translatorstellungen dadurch zeitaufwendig. Ferner ist die Kenntnis der (Gegen-)Induktivitäten für den Entwurfsgang von Interesse: Sie erlaubt ein größeres Verständnis des Maschinenverhaltens sowie eine gezielte Auslegung durch die geschickte Veränderung von induzierter Spannung oder der Induktivitäten in d-/q-Richtung des rotorfesten Koordinatensystems.

4.6.2 Berechnung von Induktivitäten zur Lösung der Spannungsgleichungen

Alternativ bietet sich eine statische Berechnung des Betriebsverhaltens mit Hilfe eingepprägter Ströme an. Bei diesem Ansatz geht man von einem bekannten Spektrum des Strangstromes aus, das der Wicklung der in der FE-Rechnung abgebildeten Maschine im Zeitbereich eingepprägt wird (auch verwandte Möglichkeiten, wie beispielsweise das Aufbringen eines Strombelags sind gemeint). Über die geometrische Anordnung von Eisen und Spulen sowie den resultierenden Zustand des Eisenblechs sind die Induktivitäten der Maschine berechenbar. Sie ermöglichen mit Berücksichtigung der Widerstände das Lösen der Spannungsgleichung der Stränge nach Gleichung 4.51 und damit die nachträgliche Berechnung der Klemmenspannung, welche an die Maschine zur Erzeugung des angenommenen Stromverlaufes angelegt werden müsste. Wenngleich dieses Vor-

gehen nicht der Kausalität der physikalischen Zusammenhänge entspricht, erlaubt es die Berechnung über die kleinste Periodizität der Statorwicklung ohne die Implementierung konzentrierter Bauelemente sowie ohne eine harmonische oder transiente Berechnung. Dies ermöglicht insbesondere bei der Berechnung ganzer Kennfelder einen deutlichen Zeitvorteil.

In dem Kapitel 4.1 wurden bereits elementare Grundlagen des Magnetismus erläutert. Tabelle 4.1 verdeutlicht, dass bei Betrieb einer elektrischen Maschine aufgrund der unterschiedlichen geometrischen Lage von Bereichen des Blechs bereits bezüglich einer zweidimensionalen Betrachtung der Magnetisierung sehr unterschiedliche Hysteresekurven durchlaufen werden: Meist liegen in den Zähnen sehr hohe und wechselnde magnetische Belastungen vor, sodass die Amplitudenpermeabilität dominant ist. Weniger deutlich ist dies beispielsweise in Bereichen des bewegten Teils einer Drehfeldmaschine. Hier können nahe am Luftspalt Feldmodulationen durch die Nutung oder bei Verwendung von Permanentmagneten eine konstante Vormagnetisierung von Blechteilen eintreten, sodass eine eindeutige Zuordnung einer bestimmten wirksamen Permeabilität entsprechend der Tabelle nicht mehr möglich ist. Für die Lösung der Spannungsgleichung sind die „spannungsrichtigen“ Permeabilitäten und Induktivitäten gesucht, welche die Maschine mit ferromagnetischem Material, eingebunden in einem elektrischen Kreis, hinreichend genau beschreiben. In den folgenden Abschnitten erfolgt die Darstellung möglicher Berechnungsverfahren, welche die Induktivitäten zur Ermittlung der Strangspannung bei eingepprägten Strömen berechnen.

Für eine genauere Beschreibung der im Folgenden dargestellten Lösungsmöglichkeiten wird auf Demerdash und Nehl [48] [49] verwiesen. Die Herangehensweise basiert auf zwei Berechnungswegen zur Lösung der Spannungsgleichung, die sich im Wesentlichen in der Behandlung des Einflusses des bewegten Maschinenteils unterscheiden. Entsprechend der Wahl der Zustandsvariablen wird im *Flux Reference Frame* und dem *Current Reference Frame* der rotatorische Anteil in die Berechnung der wirksamen Induktivitäten integriert oder separiert. Diese unterschiedlichen Berechnungsmethoden, der Einsatz dazu notwendiger Induktivitäten sowie ein Fazit zur Wahl der Berechnungsmethode werden in den folgenden Absätzen erläutert.

Flux Reference Frame

Ohne Berücksichtigung des kapazitiven Anteils ist in den allgemeinen Spannungsgleichungen 4.16 und 4.17 anhand der Leiterspannungsgleichungen gezeigt, dass der verkettete Fluss des Strangs einer ν -strängigen Maschine eine Funkti-

on insbesondere der Ströme, der Rotorposition und der wirksamen Eigen- und Gegeninduktivitäten ist. Werden Induktivitäten zunächst ohne Berücksichtigung der Ableitung betrachtet, entspricht dies am ehesten dem allgemeinen Verständnis eines konstanten konzentrierten Bauelements in einem elektrischen Stromkreis, das beispielsweise den Stromanstieg bei Anlegen einer Spannung ($\frac{di}{dt} = \frac{u}{L}$) beschreibt. Aus diesem Grund soll für die folgenden Betrachtungen der Begriff scheinbare Induktivität eingeführt werden (apparent inductance). Die scheinbare Induktivität zwischen zwei Leiterschleifen n und m ist entsprechend Gleichung 4.72 definiert.

$$L_{n,m}^{\text{app}} = L_{m,n}^{\text{app}} = \frac{\Psi_{n,m}}{i_m} = \frac{\Psi_{m,n}}{i_n} \quad (4.72)$$

So kann für die allgemeine Spannungsgleichung der Flussvektor mit

$$\vec{\Psi} = \underline{\underline{L}}^{\text{app}} \cdot \vec{i} \quad (4.73)$$

beschrieben werden. Stellt man Gleichung 4.73 nach \vec{i} um und ersetzt den Stromvektor in der allgemeinen Spannungsgleichung 4.16, erhält man unter Vernachlässigung des kapazitiven Teils einen Ausdruck, bei dem der Fluss als Zustandsvariable gewählt wird.

$$\dot{\vec{\Psi}} = - \left[\underline{\underline{R}} \cdot \underline{\underline{L}}^{\text{app}(-1)} \right] \cdot \vec{\Psi} + \vec{u} \quad (4.74)$$

Die Berechnung der zur Lösung der Spannungsgleichungen notwendigen Induktivität kann über die Änderung der magnetischen Energie allein in Abhängigkeit der Ströme des Systems erfolgen. Dazu erfolgt für den betrachteten Betriebspunkt die partielle Variation der Ströme für ein ν -strängiges System entsprechend Gleichung 4.75.

$$L_{n,m}^{\text{app}} = \frac{\partial^2 W}{\partial i_n \partial i_m} \bigg|_{\text{für } n,m = 1,2,3,\dots,\nu} \quad (4.75)$$

Für die Berechnung der scheinbaren Induktivität per FE-Rechnung ist zu beachten, dass die totale Permeabilität eines jeden Elements zu verwenden ist. Aufgrund der damit zusammenhängenden Linearisierung braucht nicht mehr zwischen magnetischer Energie und Koenergie unterschieden werden.

Current Reference Frame

Bei diesem Ansatz erfolgt die Ableitung des magnetischen Flusses $\vec{\Psi}$ aus der allgemeinen Spannungsgleichung 4.16 nach der Kettenregel. Ohne Berücksichtigung des kapazitiven Teils wird Gleichung 4.17 als Funktion des Flusses und der

Ströme der zeitlichen und räumlichen Ableitung entsprechend Gleichung 4.76 geschrieben.

$$u_n = R_n \cdot i_n + \left[\sum_{m=1}^{\nu} \left(\frac{\partial \Psi_n}{\partial i_m} \right) \frac{di_m}{dt} \right] + \left[\frac{\partial \Psi_n}{\partial (p\theta_R)} \frac{d(p\theta_R)}{dt} \right] \quad (4.76)$$

Durch die Kettenregel erfolgt die Separation des bewegten von dem feststehenden System: Während der zweite Summand den transformatorischen Teil widerspiegelt, entspricht der dritte Summand dem translatorischen mit der elektrischen Winkelgeschwindigkeit $\omega_{el} = \frac{d(p\theta_R)}{dt}$. Die partielle Ableitung des Flusses Ψ_n nach dem Strom entspricht einer differentiellen (Gegen-)Induktivität der Windung n mit der jeweiligen zweiten Windung m (berechenbar aus der differentiellen Permeabilität im Arbeitspunkt eines jeden finiten Elements), sodass für ein ν -strängiges System Gleichung 4.77 geschrieben werden kann.

$$\vec{u} = \underline{\underline{R}} \cdot \vec{i} + \underline{\underline{L}}^{\text{dif}} \cdot \frac{d\vec{i}}{dt} + \omega_{el} \frac{\partial \vec{\Psi}}{\partial (p\theta_R)} \quad (4.77)$$

Da der letzte Summand von Gleichung 4.77 der induzierten Spannung der Stränge entspricht, kann diese Gleichung durch einfache Umformung in ein System überführt werden, bei dem die Ströme die Zustandsvariablen der Gleichung sind.

$$\dot{\vec{i}} = -\underline{\underline{L}}^{\text{dif}(-1)} \cdot \underline{\underline{R}} \cdot \vec{i} + \underline{\underline{L}}^{\text{dif}(-1)} \cdot (\vec{u} - \vec{u}_{\text{ind}}) \quad (4.78)$$

Für die Ermittlung der differentiellen Induktivität ist lediglich die Kenntnis des Arbeitspunktes und der Sättigungskurve des entsprechenden finiten Elements notwendig. Auch die Ableitung der Ströme ist bei gegebenen Größen trivial. Für die Ermittlung des translatorischen Anteils als induzierte Spannung kann bei gängigen FE-Programmen der Fluss der Leiter über der Position ermittelt und entsprechend dem Drehwinkel abgeleitet werden. Die Induktivitäten und die Klemmenspannung feststehender Leiter kann somit mit der bereits gezeigten Vorgehensweise über die Energie (deren Ermittlung hier entsprechend mit der Berechnung über die differentielle Permeabilität durchgeführt werden muss) bestimmt werden oder über die gezeigte separate Analyse von differentieller Induktivität der feststehenden Spulen und der induzierten Spannung der bewegten Leiter.

4.6.3 Fazit zu vorgestellten FE-Berechnungsmethoden

Charakteristisch für die Berechnungen im *Flux Reference Frame* ist die Überführung der Gleichungen in Zustandsgleichungen des Flusses. Sie erlauben die

einheitliche Behandlung aller Durchflutungen. Allerdings bedarf diese Herangehensweise der Modellierung eines Permanentmagneten mit Hilfe eines (fiktiven) Kantenstroms (vgl. Kapitel 4.2), dessen Bildung insbesondere bei Magnetformen abweichend von einem Quader komplex sein kann. Die Berechnung im *Current Reference Frame* kann bei bewegten Permanentmagneten durch die Separierung schneller zur Ermittlung der Klemmenspannung führen. Zudem erlauben einige Programme der Finiten-Elemente-Berechnung das direkte Verwenden eines Makros zur Bestimmung der differentiellen Induktivität und des Flusses eines Strangs. Die Berechnung von Maschinen ohne bewegte Leiter oder anderer bewegter Flussquellen (z. B. geschaltete Reluktanzmaschine) wird somit sehr vereinfacht. Die Wahl des Weges der Berechnung bedarf folglich der Betrachtung des Systems, wobei in jedem Fall die richtige Permeabilität bzw. Induktivität gewählt und bei sequentiellen Berechnungen für einen Betriebspunkt der Maschine auf einen unveränderten Sättigungszustand des Eisens geachtet werden muss.

Für die in dieser Abhandlung ausgelegte Maschine wird bei Vorgabe von Strömen die Berechnung im *Flux Reference Frame* durchgeführt. Zur Kontrolle werden für jeden Betriebspunkt mittlere Drehmomente über den Maxwell-Spannungstensor und über das Prinzip der virtuellen Verschiebung berechnet. Diese werden mit dem Drehmoment des Betriebspunkts verglichen, welcher sich aus Lösung der Spannungs- und Wirkleistungsgleichungen abzüglich der ohmschen Verluste in den Strängen berechnete. Für die ausgewählten Betriebspunkte wird abschließend eine Berechnung mit Spannungsspeisung der Maschine durchgeführt. Der Vergleich zeigt unabhängig von lokalen Gebieten mit hoher Sättigung oder großer Feldschwächung für die Berechnungen entsprechend dem dreiphasigen ESB der Synchronmaschine nur sehr geringe Abweichungen der Ergebnisse.

5 Feldschwächung bei Synchronmaschinen

Nach der Beschreibung der Ausgangsbasis und der analytischen Berechnung von Synchronmaschinen soll in diesem Kapitel eine Übersicht von Verfahren gezeigt werden, mit denen das Verhalten von Synchronmaschinen bei hohen Drehzahlen und im Schleppbetrieb beeinflusst werden kann. Für die Beschreibung wird auf Gleichungen des vorangehenden Kapitels verwiesen.

5.1 Prinzip und Einsatzgebiet der Feldschwächung

Bei Betrieb von drehzahlvariablen elektrischen Maschinen ist die zur Speisung zur Verfügung stehende Spannung durch die Umrichterdeckenspannung begrenzt. Bei Antrieben, die am öffentlichen Versorgungsnetz betrieben werden, wird diese durch die Wahl der Spannungsebene festgelegt. Mobile Elektro- oder Hybridfahrzeuge verfügen meist über Gleichspannungs-Energiespeicher, sodass hier die maximale Spannung, welche an die Klemmen der Maschine angelegt werden kann, durch die Energiequelle selbst oder einen zwischengeschalteten Hochsetz-/Tiefsetzsteller festgelegt ist. Umrichterdeckenspannung und maximaler Phasenstrom bestimmen die Wahl der Bauelemente des Umrichters sowie dessen Kosten und müssen deshalb bei dem Entwurf der Maschine berücksichtigt werden. Je nach geforderter Drehmoment-/Drehzahlcharakteristik können Bereiche mit konstantem maximalen Drehmoment sowie mit konstanter maximaler Leistung vorgesehen werden. Erfolgt eine Speisung des Antriebs aus einer Gleichspannungsquelle, dessen Spannung für diese Betrachtung konstant sein möge, beschreibt der zulässige maximale Gleichstrom auch die maximale Leistung, die diese Quelle bereitstellen kann. Ein Betrieb des Antriebs mit dieser maximalen Leistung über weite Teile des Drehzahlspektrums erscheint für eine gute Ausnutzung des Gesamtsystems wünschenswert.

Bei Verwendung einer elektrisch erregten Synchronmaschine ist der verkettete Erregerfluss direkt über den Strom der Erregerwicklung einstellbar. Mit zunehmender Drehzahl vergrößern sich bei einem gleichbleibenden Fluss die Polradspannung und die Spannungen über den Reaktanzen der Ankerwicklung (vgl. Gleichungen 4.63 und 4.64). Wird die maximale Statorspannung erreicht,

kann die Drehzahl bei gleichbleibender Leistung nur dann weiter vergrößert werden, wenn der die induzierte Spannung beeinflussende magnetische Fluss entsprechend verringert wird. Ohne Einsatz dieser Feldschwächung wäre eine Steuerung der Maschine bei induzierten Spannungen größer als der vom Wechselrichter anlegbaren Spannung nicht möglich, daher soll die Feldschwächung kontrolliert und wiederholbar durchführbar sein.

Bei Verwendung von Synchronmaschinen allein mit Permanentmagneten im Erregerkreis entfällt die Einstellmöglichkeit eines Erregerstroms. Für eine gute Ausnutzung des Wechselrichters ist aber auch bei diesem Maschinentyp der Betrieb der Maschine bei Umrichterdeckenspannung über einen großen Drehzahlbereich bei hohen Leistungen gewünscht. Um sich diesem Ziel zu nähern, muss mit zunehmender Drehzahl die zum Betrieb erforderliche Klemmenspannung durch eine andere Verstellung des Flusses limitiert werden. Zur Reduzierung der Klemmenspannung können die Terme „transformatorisch I“ und „transformatorisch II“ in Gleichung 4.17 genutzt werden, in denen Spannungen mit zum Teil entgegengesetzter Phasenbeziehung zur Polradspannung erzeugt werden. Der Gebrauch dieser Maßnahmen wird aufgrund ihrer Wirkung ebenfalls mit dem Begriff Feldschwächung bezeichnet.

Der Einsatz der Feldschwächung

- ermöglicht das Verwenden eines hohen Erregerflusses bei geringem Strombelag für die Bereitstellung der gewünschten Leistung. Insbesondere bei Betrieb der Maschine im Teillastbetrieb bei niedrigen Drehzahlen werden damit exzellente Wirkungsgrade ermöglicht.
- kann die Verlustsituation bei hohen Drehzahlen in Kombination mit geringen Drehmomenten oder im Schleppbetrieb deutlich verbessern. Die Verringerung des resultierenden Flusses führt zu niedrigeren Ummagnetisierungsverlusten in der Maschine. Für diese Verbesserung ist eine leistungsarme Durchführung der Feldschwächung notwendig.
- erlaubt bei einer Ansteuerung unabhängig von der Speisung der Ankerwicklung eine Reduzierung der Polradspannung bei Leerlauf der Maschine sowie eine Reduzierung des Kurzschlussstromes im Fehlerfall. Beide Fälle haben besonders bei Fahrzeugen eine hohe Relevanz: Im Leerlauf darf meist kein ungesteuertes Rückspeisen der Maschine über die Dioden des Wechselrichters erfolgen und im Fall des Kurzschlusses ist häufig davon auszugehen, dass der defekte Antrieb noch über eine längere Zeit geschleppt werden muss, ehe das Fahrzeug gewartet werden kann.

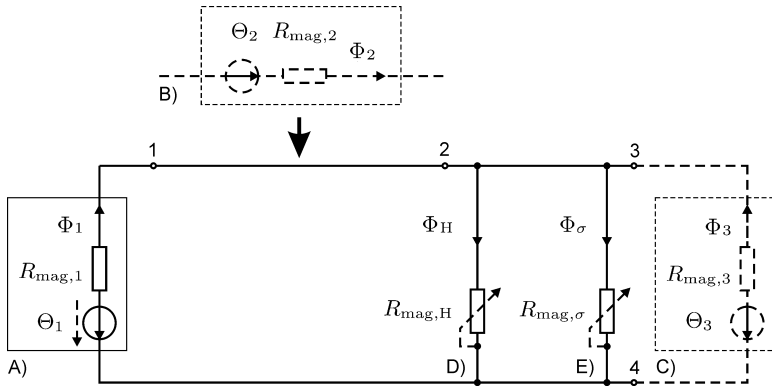


Abbildung 5.1: Prinzipielle Stellmöglichkeiten zur Beeinflussung des Hauptflusses im magnetischen Ersatzschaltbild

5.2 Stellung des Hauptflusses und Klassifizierung von Verfahren

Welche grundsätzlichen Möglichkeiten es zur Beeinflussung des Erregerfeldes bzw. des Hauptflusses gibt, soll im Folgenden anhand eines einfachen magnetischen Ersatzschaltbildes eines Erregerkreises in Abbildung 5.1 gezeigt werden. Unter Nutzung der Analogie des magnetischen zum elektrischen Kreis sollen die Möglichkeiten zur Beeinflussung des Hauptflusses Φ_H betrachtet werden. Die Durchflutung Θ_1 entspricht der Quellenspannung, die den magnetischen Fluss Φ_1 treibt. Die Basisanordnung des Magnetkreises (durchgezogene Linien) besteht zusätzlich aus dem magnetischen Innenwiderstand $R_{\text{mag},1}$, dem magnetischen Hauptwiderstand $R_{\text{mag},H}$ und dem Widerstand $R_{\text{mag},\sigma}$, der den Streuflusspfad symbolisiert.

Die Möglichkeiten zur Veränderung des Hauptflusses sind gestrichelt und mit Großbuchstaben gekennzeichnet. Sie können wie folgt unterschieden werden:

- A) direkte Verstellung der Durchflutung
- B) Integration einer zusätzlichen Durchflutung, seriell
- C) Integration einer zusätzlichen Durchflutung, parallel
- D) Beeinflussung des Widerstands im Hauptflusspfad

E) Beeinflussung des Widerstands im Streuflusspfad

Entsprechend dieser Betrachtungen kann eine Klassifizierung erstellt werden, die in Abbildung 5.2 gezeigt ist. Die Beeinflussung des Erregerfeldes kann in drei Hauptgruppen unterteilt werden:

1. Die Verstellung des Erregerflusses durch die bestehende Durchflutung kann bei Einsatz einer Spule (oder eines Spulensystems) über die Änderung des Stroms erfolgen. Bei Magneten ist aufgrund der permanenten Erregung keine direkte reversible Verstellung möglich. Eine Verstellung der bestehenden Durchflutungen im weiteren Sinne (gestrichelte Linie in Abbildung 5.2) kann auch eine Veränderung der räumlichen Anordnung, z. B. durch Verdrehen oder Verschieben der erregenden Anordnung, durchgeführt werden. Dabei können Bewegungen von einzelnen Teilen des Stators oder Rotors, bzw. von gesamten Komponenten vollzogen werden.
2. Die Kombination unterschiedlicher Durchflutungen kann seriell (in Abbildung 5.1 zwischen den Klemmen 1 und 2) oder parallel (an den Klemmen 3 und 4) geschehen. Diese Unterscheidung ist sinnvoll, da bei der ersten Variante die direkte Rückwirkung auf den Fluss der ursprünglichen Durchflutung ($\Phi_1 = \Phi_2$) erwünscht ist, während bei der zweiten Variante im Wesentlichen die Addition der Flüsse ($\Phi_1 + \Phi_3$) im verzweigten Magnetkreis den Hauptfluss beeinflusst.
3. Die Veränderung von magnetischen Widerständen bildet das dritte Feld zur Beeinflussung des Hauptflusses. Im engeren Sinne ist dieser Klasse auch die Veränderung der räumlichen Anordnung von Durchflutungen zuzuordnen. Bei diesen, aber auch bei anderen Verfahren, kann eine direkte Verstellung durch den magnetischen Widerstand des Hauptflusses, eine indirekte über die Veränderung des Streuflusses oder eine kombinierte Änderung beider Widerstände stattfinden. Wie Abbildung 5.1 zeigt, ist eine weitere Unterteilung von Verfahren in die Gruppen der Verstellung aktiver und passiver Teile sinnvoll. Zweckmäßig ist außerdem die Unterteilung der Verstellung passiver Teile in die primäre (oder sogar ausschließliche) Beeinflussung von Hauptfluss- oder Streuflusspfad.

5.3 Feldschwächung durch Vorkommutieren des Ankerstroms (Stand der Technik)

Während die Feldschwächung bei elektrisch erregten Synchronmaschinen unproblematisch durch das Einstellen des Erregerstroms ermöglicht wird, ist bei

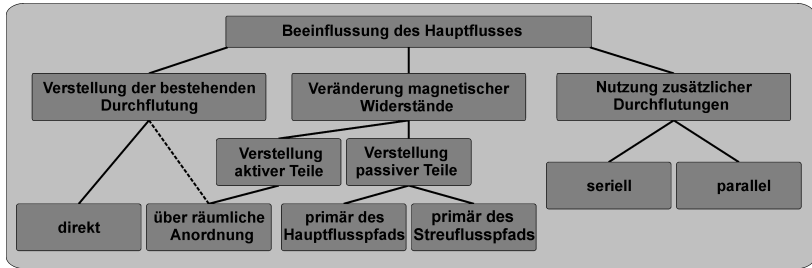


Abbildung 5.2: Klassifizierung der Möglichkeiten zur Feldschwächung

permanentmagnetenerregten Maschinen das Vorkommutieren des Statorstroms ein verbreitetes Verfahren und kann als Stand der Technik verstanden werden. Hierbei wird neben dem Strom in der q-Achse zusätzlich ein Strom in Richtung der negativen d-Achse des rotorfesten Koordinatensystems eingestellt. Der resultierende Stromzeiger wird somit in Bewegungsrichtung geschwenkt und eilt der q-Achse vor. Durch die d-Komponente des Stromes kommt es physikalisch zu einer Schwächung des Erregerfeldes [50].

Unter Annahme der Grundwellentheorie werden in Abbildung 5.3 die Zeigerdiagramme permanentmagneteregter Synchronmaschinen gleicher Baugröße beispielhaft gezeigt: Abbildung 5.3 a) stellt das Zeigerdiagramm einer Maschine bei einer hohen Drehzahl ohne Einsatz einer Feldschwächung dar. Es liegt nur ein Strangstrom in q-Richtung vor, der Polradwinkel ϑ entspricht dem Phasenwinkel φ und die für einen derartigen Betrieb erforderliche Klemmenspannung \underline{U}_S ist hoch. Wird in b) die Feldschwächung bei derselben Maschine nach dem genannten Prinzip vorgenommen, verringern sich die notwendige Klemmenspannung und der Phasenwinkel. Die Verringerung der Klemmenspannung wird durch die Lage und Amplitude der Spannung über der Synchronreaktanz X_d infolge des stark vergrößerten Strangstroms \underline{I}_S möglich. Die Höhe der benötigten Stromkomponente I_d muss der Regelung des Wechselrichters beispielsweise anhand einer Wertetabelle mitgeteilt werden und verursacht zusätzliche Verluste in der Wicklung. Bevor auf Maschinen ohne Vollpolcharakter eingegangen wird (entsprechend Abbildung 5.3 c)), werden Vorteile des eben erklärten Verfahrens der Feldschwächung permanentmagneteregter Maschinen genannt:

- Es sind keine zusätzlichen Komponenten (Stromsteller, Spulen oder Mechanik) erforderlich.

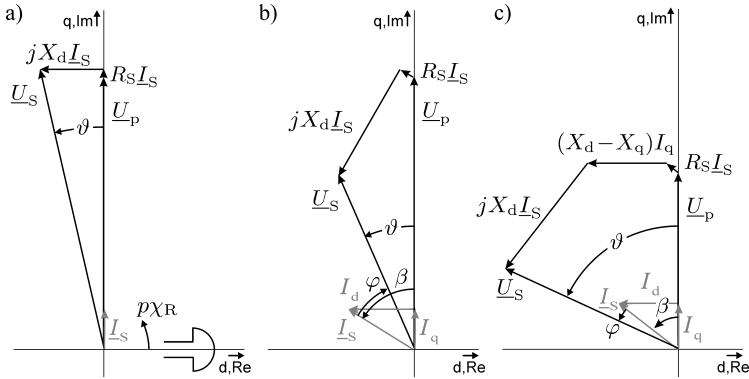


Abbildung 5.3: Zeigerdiagramme von Synchronmaschinen

- ohne Feldschwächbetrieb,
- mit Feldschwächbetrieb für $X_d = X_q$ und
- mit Feldschwächbetrieb und für $X_d < X_q$

- Bei ausreichender Selbstinduktivität kann ein großer Konstantleistungsbereich ermöglicht werden.
- Es erfolgt eine gute Nutzung der Umrichterbauleistung.

Dem stehen folgende Nachteile des Verfahrens gegenüber:

- Die Regelung der Maschine ist etwas aufwendiger.
- Bei Maschinen mit Vollpoleigenschaft $X_d = X_q$ ist die d-Komponente des Stromes nicht kraftbildend und erzeugt zusätzliche ohmsche Verluste in der Ankerwicklung.
- Je nach Ausführung des Magnetkreises kann die Gefahr der Abmagnetisierung von Magnetkanten durch das vom Stator erzeugte Gegenfeld bestehen.

Eine Verbesserung der Maschineneigenschaften ohne das Einfügen einer separaten Spule oder einer verstellbaren Mechanik kann bei dem Maschinenentwurf über die folgenden Optionen geschehen: Die Verwendung von Flussbypässen kann die Wirkung des feldschwächenden Stroms vergrößern oder der Einsatz einer passenden Schenkligkeit des Rotors den Wirkungsgrad der Maschine verbessern.

Verwendung von Flussbypässen

Je geringer der magnetische Widerstand in der Polachse der Maschine, desto weniger Strom wird benötigt, um eine Feldschwächung des Erregerfeldes zu realisieren. Dabei müssen die Flusspfade von Erreger- und Gegenfeld innerhalb einer Polteilung aber nicht zwangsläufig übereinander liegen. Aus diesem Grund gibt es eine Vielzahl von Vorschlägen, bei denen neben Oberflächenmagneten ein Pfad niedrigen magnetischen Widerstands implementiert wurde [51] [52] [53]. Allerdings muss bei dem Entwurf der Maschine darauf geachtet werden, dass nicht der Erregerfluss selbst durch den zusätzlichen Pfad kurzgeschlossen wird.

Schenkelpolmaschinen mit $X_d < X_q$

Bei Schenkelpolmaschinen ($X_d \neq X_q$) kann eine Verbesserung des Feldschwächungsverhaltens mit Hilfe einer zusätzlichen Kraftkomponente durch die magnetische Anisotropie (Reluktanzkraft) erwartet werden. Selbst bei einer klassischen Schenkelpolmaschine ($X_d > X_q$) kann je nach Randbedingungen die Optimierung des maximalen Drehmoments realisiert werden [54]. Bei Verwendung von Maschinen mit $X_d < X_q$ wird der Statorstrom in negativer d-Richtung kraftbildend. Anschaulich wird dies bei Betrachtung der Zeigerdiagramme in Abbildung 5.3 b) und c): Beide Maschinen werden mit gleicher Strangstrom- und Strangspannungsamplitude betrieben und der Stromschwenkwinkel β ist nahezu identisch. Durch die magnetische Unsymmetrie von d- und q-Achse kommt es zu einem zusätzlichen Spannungszeiger $(X_d - X_q)I_q$, der zu einem Schwenk des Spannungszeigers \underline{U}_S führt. Folglich stellt sich ein deutlich kleinerer Phasenwinkel φ ein und die Wirkleistung der Maschine ist höher.

Das gewünschte Verhalten kann beispielsweise durch die Kombination von einem isotropen Oberflächenmagnetrotor und einem Rotor mit magnetischer Zahnstruktur erfolgen [55], der zum Rotorabschnitt mit Oberflächenmagneten auch verdrehbar angeordnet sein kann [56]. Eleganter ist die Verwendung von eingebetteten Magneten, bei denen lediglich die Pollücken zwischen den Oberflächenmagneten mit Material hoher magnetischer Permeabilität gefüllt oder die Magnete vollends versenkt und mit einer Polkappe versehen sind. Diese Anordnung lässt sich auf mehrere Schichten von Magneten anwenden, bei denen die geringe Permeabilität der Magnete als Flussbarrieren genutzt werden. Nach Soong [57] konnte für diese Ausführung von Flussbarrieren und üblicher Blechung des Rotors eine höhere Leistungsdichte insbesondere im Feldschwächbereich gegenüber einer Asynchronmaschine gleicher Baugröße nachgewiesen werden. Diese Konfiguration des Rotormagnetkreises wird auch als *Internal*

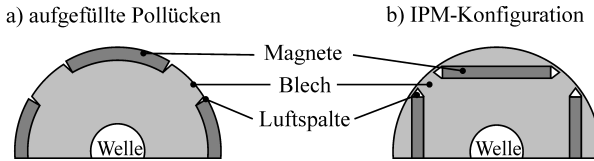


Abbildung 5.4: Schenkelpolmaschinen durch eingebettete Magnete

Permanent Magnet (IPM)-Konfiguration bezeichnet (Abbildung 5.4). Es tritt bei der Verwendung einer Polkappe ein zusätzlicher Effekt bei hoher Belastung ein: Durch den geringen Luftspalt zwischen Polkappe und Statoroberfläche kann die Polkappe in Teilen gesättigt werden und somit die Grundwelle des Erregerfeldes verschoben bzw. deren Amplitude durch die resultierende Verzerrung geringfügig verringert werden.

5.4 Vorstellung alternativer Feldschwächverfahren

Neben der Feldschwächung durch Vorzünden des Ankerstroms gibt es eine Reihe weiterer Verfahren für Synchronmaschinen. Bei Sichtung von Patenten und Literatur kommt eine Vielzahl von Beschreibungen theoretischer Natur sowie berechneter Maschinen zum Vorschein, die zum Teil auch mit Messergebnissen von Laboraufbauten belegt werden. Viele Veröffentlichungen zielen auf Einsatzgebiete in Hybrid- und Elektrofahrzeugen, häufig auch in Windgeneratoren ab. Um eine Einordnung der vorliegenden Arbeit in diese bereits durchgeführten Untersuchungen vorzunehmen, werden in den folgenden Kapiteln bekannte Feldschwächverfahren nach obigem Schema in Abbildung 5.2 klassifiziert.

Die Verstellung der bestehenden Durchflutung wird anhand von Maschinen mit feststehender Wicklung erklärt. Für eine anschauliche Darstellung weiterer Verfahren wird bei den unterschiedlichen Gruppen auf jeweils einen Maschinentyp zurückgegriffen, anhand dessen exemplarisch eine konstruktive Umsetzung der Verfahren auf verständliche Weise gezeigt wird. Gewählt wird dafür die zweipolige Synchronmaschine mit Außenpolanordnung und rotierender dreisträngiger Ankerwicklung, deren Speisung durch Schleifringe gewährleistet wird. Wenngleich diese Maschine eine geringe praktische Relevanz für Fahrzeugantriebe hat, lassen sich aufgrund des einfachen Aufbaus sehr gut Maschinen mit weiteren Feldschwächverfahren demonstrieren. Nachfolgend werden weitere Beispiele meist komplexeren Aufbaus in Form von Maschinen aus Veröffentlichungen oder Patenten vorgestellt. Einbezogen wird insbesondere eine Zusam-

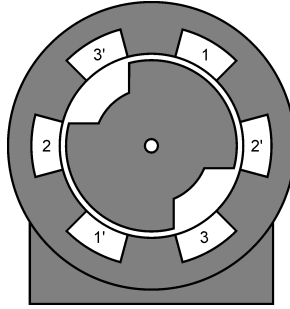


Abbildung 5.5: Statorerregte Synchronmaschine

menfassung von Feldschwächverfahren aus einer Veröffentlichung von Lipo und Aydin [69] aus dem Jahr 2004.

5.4.1 Verstellung der bestehenden Durchflutung

Entsprechend der klassischen elektrisch erregten Synchronmaschine ist eine Verstellung des magnetischen Erregerflusses direkt über die Speisung der Spule möglich. Dies ist allerdings auch dann möglich, wenn die Erregung durch die Ankerspulen erzeugt wird.

Verstellung der Durchflutung statorseitiger Spulen

Die *statorerregte Synchronmaschine* in Abbildung 5.5 ist ein Beispiel für eine Maschine, deren Verstellung des Erregerfeldes direkt mit dem Ankerstrom erfolgen kann (auch *Synchron-Reluktanzmaschine* genannt). Einer verteilten Drehstromwicklung im Anker liegt eine Polanordnung gegenüber, die nur durch eine magnetische Anisotropie von d- und q-Achse realisiert wird, es existiert folglich kein separates Erregerfeld.

Die Wicklung erzeugt ein Drehfeld zum einen für den Vortrieb des Rotors mit Hilfe des Stroms I_q und zum anderen für das Einprägen eines Flusses in die Rotorzähne mit Hilfe des Stroms I_d . Den Vorteilen eines einfachen Rotors, einer flexibel einstellbaren Feldschwächung sowie der vollständigen Abschaltung der Erregung des Rotors stehen Nachteile gegenüber: Für die Implementierung sind Vielphasensysteme zweckmäßig, allerdings steigt mit diesen die Überdeckung

benachbarter Spulen unterschiedlicher Stränge im Stator. Durch die daraus resultierenden starken Kopplungen wird die Kommutierung des Stromes erschwert. Zusätzlich ist eine gute induktive Kopplung des Rotors mit der Statorwicklung gefordert, sodass insgesamt eine große Wechselrichterbauleistung erforderlich ist. Auch wird der Wirkungsgrad von permanentmagneterregten Maschinen nicht erreicht [62].

Abbildung 5.6 zeigt eine *Consequent-Pole Permanent-Magnet (CPPM)* Maschine (auch *Statorerregte Doppelschenkelpolmaschine* genannt). Das Konzept dieser Maschine versucht, die Vorteile der geschalteten Reluktanzmaschine mit den Vorteilen der permanentmagneterregten Synchronmaschine mit einer hohen Leistungsdichte und hohen Wirkungsgraden zu vereinen. Patente und Veröffentlichungen zu dieser Maschine wurden in den 90er Jahren von Lipo und Mitarbeitern publiziert ([58] bis [64]) und in diesem Jahrzehnt haben sich vor allem Chau und Mitarbeiter ([65] bis [68]) intensiv mit der Weiterentwicklungen der CPPM befasst.

Dargestellt wird die CPPM in einer Ausführung mit sechs Statorzähnen und vier Rotorzähnen (6/4-polig, auch 8/6-polig oder 12/8-polig sind üblich). Der Aufbau des Rotors entspricht dem einer geschalteten Reluktanzmaschine. Die Statorzähne sind von Einzelzahnspulen der Stränge umwickelt und in dem Statorgehäuse sind die Erregerspulen eingesetzt. Sie erzeugen bei konstanter Durchflutung einen zeitlich gleichbleibenden magnetischen Fluss, der Stator und Rotor durchsetzt. Durch die Überlagerung von konstantem Erregerfluss und dem Fluss, der durch passende Durchflutung der Spulen der jeweiligen Statorzähne erzeugt wird, entstehen starke Anziehungskräfte zwischen den Stator- und Rotorzähnen, die sich als nächstes überdecken sollen [61]. Diese Maschinen werden als *Brushless Doubly Fed Doubly Salient (BDFDS)* oder als *Stator Doubly Fed Doubly Salient (SDFDS)* bezeichnet.

Gegenüber einer klassischen Reluktanzmaschine besteht der Vorteil, dass sowohl bei ansteigendem verketteten Fluss der sich überdeckenden Zähne als auch bei absinkendem Fluss sich voneinander entfernender Zähne ein Drehmoment generiert wird, das auf die Rotorwelle wirkt. Eine Verstellung des Erregerfeldes kann in diesem Fall wie bei der klassischen Synchronmaschine (vgl. Kapitel 5.3) direkt über den Strom der integrierten Spulen, die hier statorseitig integriert sind, erfolgen. Von einer alleinigen elektrischen Erregung dieser Maschine wird in der Praxis meist aufgrund des größeren Bauraums und der Notwendigkeit einer permanenten Erregung allerdings abgesehen. Dennoch gibt es berechnete Beispiele und auch Messergebnisse eines Prototypen. Zhu [67] berechnete eine Maschine bis $4500 \frac{1}{\text{min}}$ in einer Kosimulation mit Wechselrichter und gibt Wirkungsgrade bis zu 85 % (bei ca. $1900 \frac{1}{\text{min}}$) an. Bei Fan [68] wurden gemessene

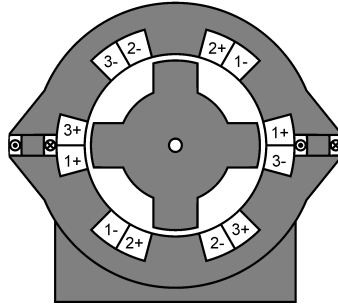


Abbildung 5.6: Statorerregte Doppelschenkelpolmaschine mit elektrischer Erregung

Wirkungsgrade dieses Maschinentyps von 60 bis 75 % über dem Leistungsspektrum einer 750 W Maschine angegeben.

5.4.2 Nutzung zusätzlicher Durchflutungen

In diesem Kapitel werden Beispiele für die magnetisch serielle und parallele Anordnung von zusätzlichen Durchflutungen zur Durchführung der Feldschwächung erläutert. Es werden dazu die Auf- und Abmagnetisierung von Magneten durch Strompulse und die Hybriderregung betrachtet.

Verstellung durch Auf- und Abmagnetisieren von Magneten

Wird eine statorseitige Schwächung des Feldes vorgenommen, darf es nicht zu einer für den Betrieb der Maschine irreversiblen Abmagnetisierung der Permanentmagnete kommen. Ist allerdings auch die Aufmagnetisierung der Magnete im Betrieb möglich, kann eine reproduzierbare Verstellung vorgenommen werden. Eine derartige Verstellung ist mit einem Strompuls möglich, der rotor- oder statorseitig erzeugt werden kann. Maschinen dieser Bauart werden in der Literatur auch als *Variable Permanentmagnetenerregte (VP) Maschinen* bezeichnet [70]. Zur Vermeidung zusätzlicher Hardware ist dieses Verfahren bei Verwendung der bestehenden Statorwicklung besonders interessant und wurde beispielsweise von Weschta [71] berechnet.

Über einen Strompuls wird ein Feld in gleicher oder entgegengesetzter Richtung zur permanenten Magnetisierung über dem Magnet aufgebaut, das zu ei-

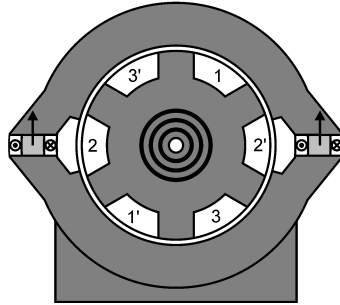


Abbildung 5.7: Synchronmaschine mit serieller Anordnung unterschiedlicher Erregersysteme

ner entsprechenden Ummagnetisierung führt. Eine gute Kopplung der Magnete mit der Statorwicklung ist dafür zwingend erforderlich. Die thermische Zeitkonstante der Statorwicklung erlaubt diesen kurzzeitigen Betrieb mit deutlich höherem Strom im Vergleich zum Dauerstrom. Zu beachten ist allerdings, dass der Wechselrichter für den maximalen Strom ausgelegt sein muss. Ein großer Nachteil dieses Konzept besteht in der notwendigen Verwendung von Magneten verhältnismäßig niedriger Koerzitivfeldstärke (z. B. AlNiCo-Magnete oder Ferrite). Bei Verwendung von Hochenergiemagneten könnte eine reproduzierbare und gleichmäßige Veränderung der Erregung nur durch die Verwendung unverhältnismäßig hoher Strompulse in der Drehstromwicklung vollzogen werden. Damit trotzdem eine hohe Kraftdichte der Maschine erreicht wird, liegt die Kombination von unterschiedlichen Magnetmaterialien nahe [70]. Dennoch konnten bisher keine hohen Kraftdichten der Maschinen erreicht werden, sodass sich dieser Maschinentyp nicht etabliert hat.

Eine mögliche Anordnung wird in Abbildung 5.7 gezeigt: In diesem Fall befinden sich um die Permanentmagnete Spulen, die die Magnetisierungsänderung vornehmen. Zur direkten Beeinflussung des Magneten ist nur eine serielle Anordnung einer zusätzlichen Durchflutung sinnvoll.

Hybriderregung durch serielle Kombination von Durchflutungen

Die Nutzung der Ankerrückwirkung zur Schwächung des Feldes entsprechend Kapitel 5.3, entspricht im Wesentlichen dem Hinzufügen einer Durchflutung in Serie zum Hauptfluss der Permanentmagneterregung. Nur kleine Teile des

Statorflusses werden derart (zum Beispiel im Luftspalt oder in einer Polkappe) verdrängt, sodass sie nicht auf den Magneten wirken.

Für eine alternative Anordnung wird nochmals auf Abbildung 5.7 verwiesen. Bei permanenter Durchflutung der Spule um den Magneten überlagern sich beide Flüsse der Synchronmaschine dauerhaft, es existiert somit eine Hybriderregung. Durch die Überlagerung der Flüsse ist eine prinzipbedingt mögliche Entmagnetisierung zu berücksichtigen. Ein als Prototyp ausgeführtes Beispiel wird von Fodorean [72] beschrieben. Bei der dargestellten *Hybrid Excited Synchronous Machine (HESM)* handelt es sich um eine elektrisch erregte Schenkelpolmaschine mit verteilter Drehstromwicklung auf deren Pole Magnete aufgeklebt werden. Bei feldschwächendem Strom der Erregerspule konnte eine Drehzahl-erhöhung um den Faktor 2,8 im Vergleich zur stromlosen Spule erzielt werden, ehe die Umrichterdeckenspannung erreicht wurde.

Eine Variation der CPPM wird nach Zhu [67] gezeigt und als *Hybrid Excited Doubly Salient (HEDS) Machine* bezeichnet. Im Vergleich zur BDFDS werden in der Kosimulation dieser Maschine im niedrigen und mittleren Drehzahlbereich bis zu 5 % höhere, im Feldschwächbereich durch einen hohen feldschwächenden Strom niedrigere Wirkungsgrade berechnet.

Ein großer Nachteil der vorgestellten Anordnungen ist die Führung des elektrisch erzeugten magnetischen Flusses über den Permanentmagneten. Dessen hoher magnetischer Widerstand verhindert das Erzielen eines großen Flusses pro Amperewindung der Erregung. Dieser Nachteil kann bei paralleler Anordnung der Durchflutungen vermieden werden.

Hybriderregung durch parallele Kombination von Durchflutungen

Es erfolgt die Einbindung eines Permanentmagneten parallel zur Erregerspule einer Synchronmaschine (Abbildung 5.8). Dazu wird zu jeder Spule ein Bypass eingerichtet, in dessen Zweig der Permanentmagnet eingefügt ist. Der Hauptfluss addiert sich aus den Teilflüssen beider Erregersysteme, sodass bei gleicher Flussrichtung der resultierende Fluss vergrößert wird. Die Rückwirkung der elektrischen Erregung auf den Fluss im Permanentmagneten ist durch den Bypass stark verringert. So führt beispielsweise eine Umkehr des magnetischen Flusses der elektrischen Erregung im Gegensatz zur magnetischen Reihenschaltung zu einer Entlastung des Magneten und nicht zu einem Fluss, der entgegengesetzt zu dessen Magnetisierungsrichtung ist.

Bei Synchronmaschinen mit rotierendem Erregersystem kann im einfachsten Fall ein Rotorabschnitt mit permanenter magnetischer Erregung mit einem

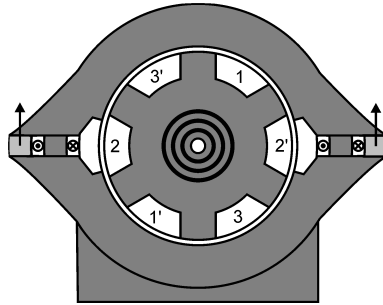


Abbildung 5.8: Synchronmaschine mit paralleler Anordnung unterschiedlicher Erregersysteme

zweiten mit elektrischer Erregung kombiniert werden. Ein entsprechendes Patent wurde 1995 Syverson erteilt [73]. Alternativ kann die parallele Flussführung auch in einem Blechpaket integriert werden, wie im Patent von Akemakou aus dem Jahr 2000 beschrieben [74]. Die Baugröße, sowie der Wunsch eine Ausführung ohne Schleifringe zu implementieren, hat zu Anordnungen geführt, die eine dreidimensionale Flussführung zur Überlagerung von elektrisch und durch Permanentmagnete erzeugten Fluss ermöglichen.

Für eine dreidimensionale Flussführung können nicht für die gesamte Maschine Elektroleche eingesetzt werden, da diese nur einen Fluss in zwei Raumrichtungen (d.h. in der Blechebene) zulassen. Als Alternative für Bauteile, die den Fluss in drei Raumrichtungen führen sollen oder deren Form durch Bleche schwer herstellbar ist, bietet sich die Verwendung von Pressteilen aus Eisenpulver an, sog. Soft Magnetic Compound (SMC). Die Pulverpartikel werden vor der Pressung mit einer Isolationsschicht überzogen und verhindern die Ausbildung von Wirbelströmen in alle Raumrichtungen des Materials. Nachteile dieses Materials sind der höhere magnetische Widerstand bei hohen Flussdichten, sowie eine aufwendigere Herstellung [75] [76].

Berechnete Magnetkreisauslegungen von CPPM Maschinen mit Hybriderregung und Innenläufer werden in [60] und [65], eine Ausführung für einen Außenläufer in [66], gezeigt. Bei der CPPM nach Tapia [53] und der hybriderregten Synchronmaschine nach Mizuno [77] mit dreidimensionalen Flussführungen sind auf dem Rotor axial nebeneinander jeweils ein Magnet- und ein Eisenpol angeordnet. Auch in radialer Richtung wechseln sich Eisen- und Magnetpole ab, sodass bei abgewinkeltem Rotor ein zweireihiges Schachbrettmuster entsteht. Zwischen beiden Reihen wird statorseitig eine mit der Rotorachse konzentri-

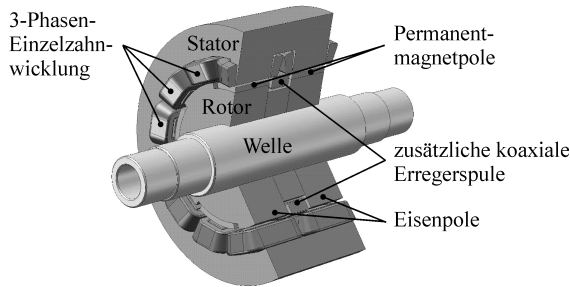


Abbildung 5.9: ECPSM als Beispiel für eine hybriderregte Synchronmaschine

sche Spule eingelegt. Sie erzeugt bei Durchflutung einen magnetischen Fluss, der sich über Zähne und Statorjoch, sowie rotorseitig nur über die Eisenpole und Rotorjoch, schließt. Aufgrund des hohen magnetischen Widerstands wird nur ein sehr geringer Teil über die Magnete fließen und nahezu der gesamte Fluss über die Eisenpole an diesen parallel vorbeigeführt. Je nach Spulendurchflutung resultiert eine Stärkung oder Schwächung des Erregerfeldes. Zur Realisierung des Konzeptes in einen Prototyp wurden die Zähne aus geblechtem und die Joche zur Führung der axialen Flusskomponenten aus ungeblechtem Eisen gefertigt. Praktische Versuche einer ausgeführten dreisträngigen achtpoligen Maschine mit 3 kW Leistung zeigten, dass die induzierte Spannung bei Durchflutung der Erregerspule um $\pm 30\%$ vom Ausgangswert (allein mit magnetischer Erregung) eingestellt werden konnte. Dieses Ergebnis bleibt hinter den Erwartungen zurück, die aus Rechnungen mit finiten Elemente resultieren. Als Grund dafür werden Herstellungstoleranzen angegeben. Weiterhin ist anzunehmen, dass auch Streuung an den Stirnköpfen der nur 40 mm langen Maschine ein Rolle für entstandene Abweichungen spielt.

Eine zu Tapia alternative Polanordnung schlägt May als *Electric Controlled Permanent-Magnet Excited Synchronous Machine (ECPSM)* mit zwei axial hintereinander liegenden Einzelzahnwicklungen und einer koaxialen Spule in einem Stator vor. Die Anordnung der Pole des Innenläufers basiert auf einer alternierende Anordnung von Eisen- und Permanentmagnetpolen, wobei jeweils Eisen- und Magnetpole nebeneinander liegen und die Strombeläge axial hintereinander liegender Teilmaschinen (elektrisch) um 180° zueinander phasenverschoben sind. Somit wird auf einen Erregerflussanteil, der in tangentialer Richtung fließt, verzichtet (Abbildung 5.9). In Simulationen wurde eine exzellente Ausnutzung einer gegebenen Wechselrichterbauleistung gezeigt [78].

Es wurden auch Axialfeldmaschinen mit dreidimensionalen Flussführungen untersucht, die nach vergleichbarem Prinzip arbeiten. Stellvertretend hierfür werden an dieser Stelle Ausführungen von Aydin [64] und Hsu [79] [80] genannt.

Amara schlägt in [81] eine dreidimensionale Flussführung mit Flusskonzentrator vor, dessen Ausführung in einem Prototyp von ca. 2,1 kW Leistung erfolgte und nach ähnlichem Prinzip wie die CPPM arbeitet. Ein Pol der Maschine besteht zur einen Hälfte aus SMC, zur anderen Hälfte aus einem als Flusskonzentrator wirkenden Blechpaket, das von drei Permanentmagneten umgeben ist. Der Hauptfluss kann sich aufgrund der Sammleranordnung auch über die Stirnseite der Maschine schließen. Durch Spulen, die konzentrisch zur Rotorwelle jeweils stirnseitig neben dem Rotor angebracht sind, kann zusätzlich ein Fluss zur Einstellung der Erregung erzeugt werden. Dieser schließt sich über einen stirnseitigen Luftspalt, eine Polhälfte aus SMC, Statorzähne und -joch sowie Stirnabschlussplatte der Maschine. Die Ergebnisse der Messungen in [82] zeigen exemplarisch Wirkungsgrade von ca. 82 % (maximal) sowie eine effektive Möglichkeit zur Stellung des Erregerfeldes. Nachteilig wirken sich das zusätzliche Gewicht der Erregerspule sowie ein hoher Anteil von Harmonischen in der induzierten Spannung besonders bei Feldschwächung aus.

In [83] wird von Kosaka die *Multi-pole Permanent Magnet Synchronous Machine* als eine Variation einer Hybrid Stepper Maschine vorgeschlagen. Aufgrund des komplexen und noch nicht in einen Prototyp umgesetzten Konzeptes, sei das Prinzip an dieser Stelle nur kurz erklärt: Zwischen den gleich großen und um eine halbe Zahnteilung gegeneinander verdrehten Rotorteilen befindet sich ein Permanentmagnet, der in axialer Richtung magnetisiert ist. Dessen Fluss schließt sich zum einen als Hauptfluss über den Luftspalt des Rotormantels, zum anderen stirnseitig als Streufluss in den Stator. Zusätzlich sind an den Stirnseiten des Rotors jeweils Spulen konzentrisch zur Rotorachse eingelegt, die einen zusätzlichen Fluss in den Rotor erzeugen und damit eine Feldverstärkung oder -schwächung ermöglichen. Ungünstig erscheint an diesem Konzept die Bedeutung der stirnseitigen Luftspalte: Einerseits sollen diese möglichst groß sein, um einen unerwünschten Streufluss des Permanentmagneten so klein wie nötig zu halten und andererseits sollten sie als Flusspfad für die elektrische Verstellung der Erregung möglichst gering sein.

5.4.3 Veränderung magnetischer Widerstände

Die gezielte Veränderung magnetischer Widerstände kann durch eine Beeinflussung des flussführenden Materials erzielt werden. Eine dauerhafte Veränderung ist beispielsweise durch eine Erhitzung von Elektroblechen durch Glühen oder

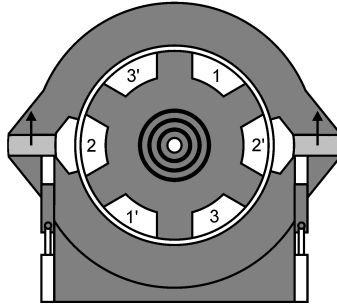


Abbildung 5.10: Synchronmaschine mit verstellbarem Widerstand des Hauptflusspfads durch passive Teile

lokal durch einen gezielten Wärmeeintrag mit einem Laser möglich [84]. Eine variable Verstellung von Materialeigenschaften während des Betriebs ist hingegen schwieriger zu realisieren. Denkbar ist die Nutzung des nichtlinearen Verhaltens des Elektroblechs um flussleitende Kanäle freizugeben oder zu sperren.

Eine weitere Möglichkeit für die gezielte Veränderung magnetischer Widerstände ist die Veränderung der räumlichen Lage von Teilen im Magnetkreis. Den Möglichkeiten, die hierdurch entstehen, steht der konstruktive Aufwand zur Umsetzung der Verfahren entgegen. So sind zuverlässige Lagerungen sowie Aktuatoren und Mechanismen ausreichender Leistungsfähigkeit zur Verstellung zu implementieren. Dennoch kann deren Einsatz als Alternative zu einer elektrischen Verstellung gerechtfertigt sein. Der Grund liegt in der hohen Energiedichte von Hochenergiemagneten, die zum einen eine hohe Leistungsdichte ermöglichen, zum anderen durch die elektrische Erzeugung eines magnetischen Flusses schwer zu beeinflussen sind. Mechanische Veränderungen des Magnetkreises hingegen können sehr wirksam sein, sodass der resultierende Bereich der Feldschwächung sehr groß wird. Die Verstellung kann mit Hilfe eines Aktuators nach Bedarf oder durch Fliehkraft nahezu verlustfrei erfolgen.

Verstellung passiver Teile des Hauptflusspfads

In Abbildung 5.10 sind zwei bewegliche Blöcke im Hauptflusspfad dargestellt, die nach unten gezogen werden können. Die Verschiebung der beweglichen Teile hat einen wesentlichen Einfluss auf den magnetischen Widerstand des Hauptflusspfads.

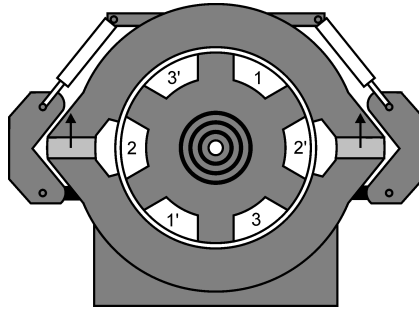


Abbildung 5.11: Synchronmaschine mit stellbarem Widerstand des Streuflusspfads

In einer Offenlegungsschrift von Krasser [85] sind verschiedene Varianten der Verstellung des magnetischen Widerstands des Hauptflusspfads aufgezeigt. Dazu erfolgt die Verschiebung von hochpermeablem Material innerhalb des Hauptflusspfads nach obigem Muster oder die Verdrehung von Stäben, die je nach gewählter Lage einen bestimmten Widerstand im Hauptflusspfad einstellen.

Alternativ kann die Vergrößerung des Widerstands des Hauptflusspfads auch über den radialen Luftspalt erfolgen. Prädestiniert für dieses Vorgehen sind Axialfeldmaschinen, da der Abstand zwischen Stator- und Rotorscheibe durch axiale Verschiebung der Teile verändert werden kann. Eine Ausführung, die mit Fliehkraft arbeitet, wurde von Pullen [86] vorgeschlagen. Bei Radialfeldmaschinen wäre eine Teilung des Stators in mehrere Schalen notwendig, die dann radial voneinander wegbewegt werden müssen.

Verstellung passiver Teile des Streuflusspfads

Für die Verstellung des Streuflusspfads wird, wie in Abbildung 5.11 dargestellt, ein magnetischer (Teil-)Kurzschluss durch bewegliche Teile niedriger Permeabilität erzeugt, die seitlich an die im Stator integrierten Magnete herangeführt werden. Diese senken den magnetischen Widerstand des Streuflusspfads, sodass der resultierende Fluss über den Hauptflusspfad stark verringert wird [61] [58].

Eine Verstellung der Streufluspfade innerhalb des Rotors oder Translators ist aufgrund der räumlichen Enge und des sich bewegenden Rotors schwieriger zu implementieren. Aus diesen Gründen sind keine Verfahren zur Verstellung der

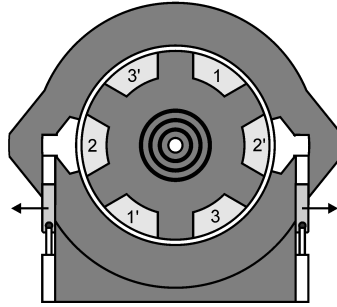


Abbildung 5.12: Synchronmaschine mit Verstellung aktiver Teile

Streuflusspfade von rotierenden oder linear arbeitenden Maschinen bekannt.

Verstellung der räumlichen Anordnung aktiver Teile

In Abbildung 5.12 wird die Verstellung der räumlichen Anordnung aktiver Teile nach gleichem Prinzip, wie bei der Verstellung durch passive Teile im Hauptflusspfad erläutert: Die Magnete sind in Schlitze des Stators eingelassen und können durch eine Vorrichtung in gleicher Weise nach außen gezogen werden. Durch die Bewegung der Magnete und der stark unterschiedlichen magnetischen Leitfähigkeit von Statoreisen und Umgebungsluft erfolgt eine Verstellung von Haupt- und Streuflusswiderstand sowie entsprechend des Erregerfeldes im Luftspalt.

Eine rotatorische Verstellung der Magnete wird nach Takashima [51] durchgeführt. Mit Hilfe eines drehbaren Stabes, der diametral magnetisierte Permanentmagnete enthält, werden bei einer Variante des Patents benachbarte Pole kurzgeschlossen. Flusskanäle in den Polmitten erlauben zusätzlich einen niedrigen magnetischen Widerstand in d-Richtung, führen allerdings zu einer starken Einsattelung des Erregerfeldes.

Nachfolgend werden drei weitere Konzepte beschrieben, die auf einer Verstellung nicht allein des Magneten, sondern des gesamten Rotors bzw. von Rotorabschnitten, basieren:

Nach dem Patent von Lawrence [87] erfolgt eine Veränderung der aktiven Länge durch die axiale Verschiebung des Rotors aus dem Statorblechpaket heraus. Diesem sehr wirksamen Verfahren zur Reduktion des Erregerfeldes steht eine

aufwendige Konstruktion des Verstellmechanismus mit hohen Verstellkräften bei großen mechanischen Auslenkungen gegenüber. Zusätzlich müssen ein großes Gehäuse sowie eine lange Welle vorgesehen werden, die Raum für die Verstelleinrichtung und den herausgeschobenen Rotor bereitstellen. Die Maschine hat somit eine niedrigere kritische Drehzahl, baut insgesamt groß und verliert an Attraktivität. Räumlich günstiger, aber dennoch konstruktiv aufwendig, erweist sich dagegen der Vorschlag der Volkswagen AG nach Steiger [18] zur Verstellung der Wirkflächen zweier nebeneinander liegender Statoren anhand eines verschiebbaren permanentmagnetregten Rotors, dessen Prinzip bereits in Kapitel 2.2.1 erläutert wurde.

Eine weitere Möglichkeit zur Verstellung aktiver Teile erfolgt nach Vorschlägen in mehreren Patenten (z. B. [88] [89]) durch die Verdrehung von Teilrotoren gegeneinander. d- und q-Achse der Teilrotoren werden dabei gegeneinander verdreht und das Erregerfeld reduziert. Krasser führte in [90] Untersuchungen an einem Prototyp durch, der aus mehreren gegeneinander verdrehbare Scheiben bestand.

Nach einer zusammenfassenden Bewertung der alternativen Verfahren zur Feldschwächung im folgenden Abschnitt erfolgt die Einführung einer neuen Magnetkreistopologie und damit einer neuen Maschine. Dazu wird im nächsten Hauptkapitel eine Verstellung des Erregerfeldes durch eine Drehung von Magneten im Rotor (abzugrenzen vom Verfahren nach Takashima [51]) vorgestellt.

5.5 Abschließende Bewertung alternativer Verfahren zur Feldschwächung

In diesem Kapitel werden nach der Vorstellung des Prinzips und des Einsatzgebietes der Feldschwächung unterschiedliche Verstellverfahren des Erregerfeldes behandelt. Besonders Verfahren mit einer dreidimensionalen Flussführung liegen im Fokus der derzeitigen Forschungsaktivitäten, was mit einer Verbesserung von Herstellung und Verarbeitung des SMC-Materials zu begründen ist.

Sonderanfertigungen für besondere Anforderungen und der Einsatz moderner Fertigungssysteme stellen einen hohen Herstellungsaufwand in den Hintergrund, sodass die Bewertung der Verfahren neben Auswirkungen auf Betriebs- und Herstellungskosten die individuellen Vor- und Nachteile der Alternativen berücksichtigen muss. Durch die Vielzahl der Ausführungen unterschiedlicher Verfahren kann eine Beurteilung nur bis zu einem bestimmten Maß anhand genereller Aussagen verallgemeinert werden, zumal Ergebnisse, die über Aussagen zur induzierten Spannung hinausgehen, häufig nicht angegeben werden.

Dennoch sollen relevante Punkte zur Beurteilung der Qualität der publizierten Verfahren den folgenden Kriterien zugeordnet werden, ehe im nächsten Kapitel eine Maschine mit bisher nicht dargestellter Ausführung der Feldschwächung gezeigt wird.

- **Einfluss auf die Wechselrichterbauleistung**
Beinahe alle Verfahren haben das Ziel, die Wechselrichterbauleistung zu verringern. Wie gut dies gelingt, hängt von der Größe des Verstellbereichs ab. Besonders wirkungsvoll ist dies bei einer Verstellung von Widerständen durch eine Mechanik, aber auch Anordnungen mit Hybriderregung und dreidimensionaler Flussführung zeigen einen großen Einstellbereich. Eine Ausnahme stellt das Verfahren zur Auf- und Entmagnetisierung der Magnete während des Betriebs der Maschine dar. Bisher sind von dieser Variante noch keine Maschinen hoher Kraftdichte bekannt und es muss eine Überdimensionierung des Wechselrichters stattfinden, um die Vorteile des Verfahrens zu verwirklichen.

- **Effizienz**

Die Verbesserung der Effizienz ist neben der Verringerung der Wechselrichterbauleistung eine weitere Motivation zur Entwicklung der alternativen Feldschwächverfahren. Der Statorstrom kann bei einer Verstärkung des Erregerfeldes verringert werden, somit kann die Maschine bei einer stufenlosen Verstellung in weiten Bereichen mit geringem Blindstrom gefahren werden. Kupferverluste von Erregerspulen sind unbedingt in die Energiebilanz einzubeziehen. Besonders vorteilhaft sind die Verfahren mit der mechanischen Verstellung, da nach erfolgter Verstellung wenig, im besten Fall durch eine Selbsthaltung keine Energie mehr benötigt wird. In diesem Fall ist auch eine Feldschwächung zur Verringerung der Eisenverluste sowohl im Schleppbetrieb als auch bei hohen Drehzahlen sinnvoll, während bei einer elektrischen Verstellung schnell die Kupferverluste der Erregerwicklung die Einsparung an Eisenverlusten kompensieren.

- **Aufwand für die Implementierung der Verstelleinrichtung**

Bei Verfahren mit hybrider Erregung stellen Speisung, Verluste und Implementierung der zusätzlichen Spule(n) einen nicht zu vernachlässigenden Mehraufwand gegenüber der konventionellen Schwächung des Feldes über den Ankerstrom dar. Entsprechend ist der Aufwand einer mechanischen Verstellung von Teilen zu bewerten. Bei Hybriderregung mit dreidimensionaler Flussführung ist die Herstellung von SMC-Teilen insofern mit einem Mehraufwand verbunden, da Press-/Backvorrichtungen hergestellt werden müssen. Zusätzlich muss der Herstellungsprozess zur Einhaltung

der Toleranzen von Abmessungen beherrscht werden, um ein Produkt hoher Qualität zu produzieren.

- Bauraum und Gewicht

Das konventionelle Verfahren der Feldschwächung sowie das Verfahren zur Auf- und Entmagnetisierung der Magnete benötigen am wenigsten Volumen. Zusätzliche Einrichtungen zur Bewegung des Rotors benötigen hingegen Platz und verursachen ein höheres Gewicht. Sofern bei einer Hybriderregung ein großer Fluss mit Hilfe von Spulen und zusätzlicher Flusspfade erzeugt werden soll, sind Verfahren mit hybrider Erregung bezüglich Gewicht und Volumenbedarf nachteilig.

- Einflussmöglichkeiten im Fehlerfall des Wechselrichters

Liegt ein Defekt des Wechselrichters vor, kann es je nach Auslegung der Maschine zu hohen Kurzschlussströmen sowie bei hohen Drehzahlen zum nicht zulässigen Rückspeisen über die Freilaufdioden der Leistungshalbleiter oder zu hohen Eisenverlusten infolge eines großen Erregerfeldes kommen. Eine vom Wechselrichter unabhängige Verstellung der Erregung kann während eines Fehlerfalls gegebenenfalls die induzierte Spannung deutlich reduzieren. Möglich ist diese Reduktion bei allen alternativen Verfahren außer dem Verfahren zur Auf- und Entmagnetisierung der Magnete über die Statorwicklung während des Betriebs der Maschine.

- Einflussmöglichkeiten bei Wicklungs- und Windungsschlüssen

Kommt es innerhalb der Maschine zu Windungs- oder Wicklungsschlüssen, kann mit bestimmten Feldschwächmechanismen der Kurzschlussstrom verringert werden. Geeignete Verfahren sind auch hier solche, bei denen der Betrieb der Statorwicklung für eine wirksame Feldschwächung nicht erfolgen muss.

6 Magnetkreisauslegung

Im vorherigen Kapitel wurden unterschiedlichste Möglichkeiten zur Realisierung einer Feldschwächung von Synchronmaschinen diskutiert. In diesem Kapitel erfolgt die Festlegung der für den Prototypen eingesetzten Verfahren und dessen Magnetkreisauslegung. Dazu werden zunächst Hinweise für die Auslegung von Maschinen mit eingebetteten Magneten gegeben, um anschließend das neue Verfahren zur Feldschwächung kombiniert mit Vorteilen der Maschine mit eingebetteten Magneten vorzustellen.

6.1 Das Design von Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten

Das Design von Maschinen mit eingebetteten Magneten folgt Randbedingungen, die durch folgende Punkte charakterisiert werden können:

- Stege bilden Flussbarrieren für den Magnetfluss und nehmen Fliehkräfte von Magneten und Blechteilen auf.
- Der Rotor hat durch einen kleinen magnetischen Luftspalt eine gute Anbindung an das Feld des Stators, sodass die Rückwirkung des Ankerfelds deutlich stärker als bei Oberflächenmagnetmaschinen ist.
- Das Drehmoment der Maschine setzt sich aus einem Reluktanz- und einem Vollpoldrehmoment zusammen.

Das Design einer Maschine zur Anwendung im Fahrzeugantrieb muss unter anderem die Forderung nach einem weiten Drehzahlbereich mit maximaler Leistung (bei gegebener Wechselrichterbauleistung) berücksichtigen. In den folgenden Unterkapiteln werden wichtige Hinweise für das Design und die Auslegung von Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten zusammengefasst, insbesondere zur Realisierung eines günstigen Feldschwächbereichs bei hohen Drehzahlen.

6.1.1 Das Design von Maschinen mit verteilter Drehstromwicklung

Von Schiferl und Lipo wurde ein Kriterium zum optimalen Design der Feldschwächung für Maschinen mit annähernd sinusförmiger Wicklungsverteilung eingeführt. Wird das Kriterium in Gleichung 6.1 erfüllt, kann der größtmögliche Feldschwächbereich mit Hilfe einer Feldschwächung nach dem Stand der Technik (Vorschwenken des Statorstroms, vgl. Kapitel 5.3) beschrieben werden [91]. Bei Auslegung der Maschine mit Berücksichtigung dieser Gleichung, wird der Fluss bei Nennstrom I_{Nenn} zu Null und der Bereich konstanter Leistung reicht bis ins Unendliche. Dieses Kriterium gilt nur bei der Annahme, dass keine Verluste in der Maschine existieren sowie die Flussverkettung des Erregerfeldes Ψ_E und die Induktivität in der d-Achse L_d über den gesamten Betriebsbereich der Maschine konstant sind.

$$I_{\text{Nenn}} = \frac{\Psi_E}{L_d} \quad (6.1)$$

Erweitert wurde das oben genannte Kriterium von Soong und Miller mit Hilfe der *IPM parameter plane* [92]. Diese zweidimensionale Graphik visualisiert die Auswirkungen auf die Feldschwächbarkeit der Maschine, wenn die Parameter Schenkligkeit ($\text{saliency ratio} = \frac{L_q}{L_d}$) und verketteter Erregerfluss (magnet flux linkage) verändert werden. Beide Parameter sind unabhängig voneinander, der Erregerfluss ist in Abbildung 6.1 normiert aufgetragen. Die Abszisse beschreibt ein Verhältnis von $\frac{L_d}{L_q} = 1$ (Vollpoleigenschaft), die Ordinate hingegen eine Synchronreluktanzmaschine (ohne Erregerfeld). Beide Varianten können insofern als Sonderfälle der IPM-Maschine verstanden werden. Innerhalb der Diagrammfläche sind Leistung-Drehzahl-Kennfelder für die unterschiedlichen Kombinationen beider Auslegungskriterien als Schenkelpolmaschinen z. B. in Form einer Maschine mit eingebetteten Magneten gezeigt. Untersuchungen von Soong und Miller zeigen, dass eine optimale Feldschwächbarkeit auf einer Linie vorliegt, die zwischen ca. $\frac{1}{\sqrt{2}}$ auf der Abszisse und im Unendlichen der Ordinate liegt („optimal field-weakening IPM design line“).

In den Ausführungen von Soong und Miller werden die Austauschbarkeit von Drehmomentanteilen durch Erregerfeld und Schenkligkeit, sowie Änderungen des Erregerflusses, des Statorstroms oder der Induktivitäten erläutert. Starke Veränderungen der Parameter, insbesondere der Induktivitäten bei Maschinen mit eingebetteten Magneten unter Last, erschweren eine optimale Auslegung. Der Einfluss der Sättigung kann besonders die Schenkligkeit der Maschine deutlich verändern. Die vom stromlosen Zustand abweichenden Magnetkreiseigenschaften führen zu einem anderen Maschinenverhalten und Verschiebungen

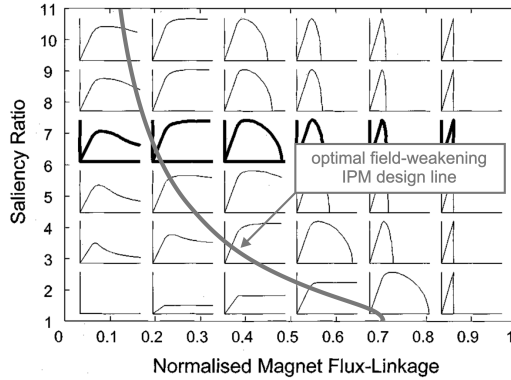


Abbildung 6.1: Leistung-Drehzahl-Kennfelder im Diagramm von Schenklichkeit über normiertem Magnetfluss mit „optimal field-weakening IPM design line“ [92]

innerhalb der IPM parameter plane. Bei Betrieb der Maschine führt dies zu einem früheren Erreichen der Spannungsgrenze und damit zu einem vorzeitigen Schwenken des Statorstroms, wodurch der nutzbare Feldschwächbereich deutlich verringert wird. Berücksichtigt man die stromabhängigen Einflüsse kann die Qualität der Auslegung von Maschinen mit eingebetteten Magneten erheblich verbessert werden. Um der Auswirkung der Abnahme der Induktivität L_q begegnen zu können und möglichst wenig Magnetmaterial einzusetzen, wird eine hohe Schenklichkeit der Maschine empfohlen. Weniger starke Auswirkungen auf das Maschinenverhalten haben in der Realität auftretende Eisen- und Kupferverluste [93].

6.1.2 Das Design von Maschinen mit Einzelzahnwicklung

In der Vergangenheit wurden bereits Maschinen mit Einzelzahnwicklung und eingebetteten Magneten sowie großer Schenklichkeit berechnet. Ein Ziel besteht auch bei diesen Maschinen in der Realisierung eines großen Feldschwächbereichs. Allerdings tritt durch den großen Anteil von Harmonischen im Statorfeld das Problem eines hohen Drehmomentrippels bei großen Schwenkwinkeln des Statorstroms auf. Zusätzlich kann die Schenklichkeit im Vergleich zu Maschinen mit annähernd sinusförmig verteilter Wicklung wegen der faktischen Verstimmung der Elemente von Stator und Rotor nicht stark genug ausgeführt werden, sodass die erzeugte Reluktanzkraft im Vergleich zu Maschinen mit

verteilter Drehstromwicklung deutlich kleiner ausfällt. Nach einer Studie von Honda, Nakamura, Higaki et al. kann somit keine effektive Kombination von Einzelzahnwicklung und eingebetteten Magneten für die Erzielung eines großen Konstantleistungsbereichs postuliert werden [94].

6.1.3 Eigenschaften unterschiedlicher Magnetanordnungen im Rotor

Prinzipiell sind eine Reihe von Integrationsmöglichkeiten von Magneten in den Rotor einer Maschine denkbar. Eine sehr umfassende Übersicht von insgesamt 28 unterschiedlichen Designs wurde von Singh, Singh und Dwivedi zusammengestellt [95]. Soll neben der Überlagerung von Stator- und Erregerfeld eine Drehmomentkomponente aus der Reluktanz erzeugt werden, kann ein Rotor mit Oberflächenmagneten mit einem zweiten Rotor mit magnetischer Reluktanz ohne Erregung kombiniert werden (vgl. Kapitel 5.3). Im Vergleich werden in Abbildung 6.2 unterschiedliche Anordnungen eingebetteter Magnete für eine vierpolige Struktur vorgestellt. Die Platzierung der Magnete in den Beispielen ermöglicht eine Vergrößerung des Konstantleistungsbereichs unter Nutzung des Reluktanzdrehmoments im Vergleich zu Vollpolmaschinen.

Bei der Ausführung mit eingesetzten Magneten in Abbildung 6.2 a) werden die Pollücken zwischen Oberflächenmagneten mit Material hoher Permeabilität (z.B. durch Vorsprünge des Rotorblechs) gebildet. Zu dieser Ausführung können auch Magnetanordnungen ohne Eisen zwischen Magneten und Rotorluftspalt oder auch solche mit einem durchgehend sehr dünnen, magnethaltenden Band aus hochpermeablem Material gezählt werden. Dieser Aufbau führt gegenüber der Oberflächenmagnetanordnung zu einer schlechteren Nutzung des Erregerflusses, das Verhalten im Feldschwächbereich wird aber durch die Vergrößerung der Induktivität in q -Richtung und der damit entstandenen Reluktanz verbessert [96].

Werden die Magneten tiefer in das Material eingebettet, entstehen entsprechend Abbildung 6.2 b) Polkappen hoher Permeabilität mit Flussbarrieren an deren Kanten. Die Schenkligkeit kann vergrößert und das Feldschwächverhalten verbessert werden. Nach Sturmberger [97] wird eine entsprechende Anordnung mit segmentierten Magneten vorgeschlagen, bei denen zwischen den Magneten Eisenstege liegen, die Fliehkräfte aufnehmen können und einen zusätzlichen Flusspfad zur Erleichterung der Feldschwächung ermöglichen. Ausführlich wird eine derartige Maschine in der Dissertation von Dutta [98] behandelt und die Vorteile gegenüber einer nicht segmentierten Variante gezeigt.

6.1 Das Design von Synchronmaschinen mit eingebetteten Magneten

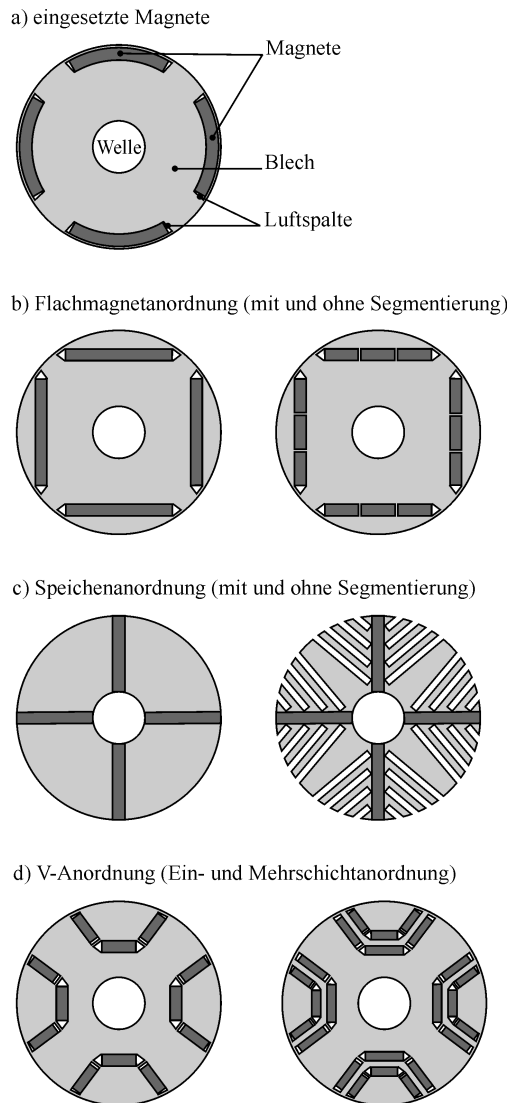


Abbildung 6.2: Exemplarische Anordnungen von Magneten im Rotor von permanentmagneterregten Schenkelpolmaschinen

Rotoren mit eingebetteten Magneten im Speichendesign in Abbildung 6.2 c) weisen vor allem bei großen Drehzahlen und gleichzeitig geringen Leistungen im Feldschwächbereich Vorteile auf. Werden Rotoren mit IPM im Speichendesign und mit einer Segmentierung verwendet, ergeben sich insbesondere für Betriebspunkte mit niedrigen Strömen und damit verbundener niedrigerer Sättigung des Eisenkreises höhere Leistungen im Feldschwächbereich [54].

Es kann weiterhin eine Anordnung gewählt werden, die zwischen einem Speichendesign und der tangentialen Anordnung der Magnetschicht einzuordnen ist. In diesem Fall entsteht eine Anordnung der Magnete entsprechend dem Buchstaben V, gezeigt in Abbildung 6.2 d). Durch die Anordnung als Sammler des magnetischen Flusses können gegenüber der tangentialen Anordnung größere Flussdichten erzielt werden. Dieses Prinzip wird zusammen mit einer zusätzlichen Flussbrücke zwischen den schräg stehenden Magneten (entsprechend einer Segmentierung) in Hybridfahrzeugen von Toyota angewendet [100]. Zur Vergrößerung der Schenklichkeit der Maschine können neben einer Schicht von Magneten weitere Schichten oder Ausbrüche im Rotor vorgesehen werden, die wahlweise mit Magnetmaterial oder einem niederpermeablen Material (Luft) gefüllt sind, sodass beispielsweise Multilayer-Anordnungen entstehen [99]. Eine V-Anordnung mit einem zusätzlichen Lufteinschluss in der Mitte des Pols wird für einen Fahrzeugantrieb vom Unternehmen Toshiba vorgeschlagen [101]. Diese Konfiguration soll sich im Vergleich zu alternativen Designs durch einen besonders erweiterten Konstantleistungsbereich auszeichnen.

6.2 Das neue Konzept: IMAB-Maschine

Die Magnetanordnungen mit segmentierten eingebetteten Magneten und radialem Fluss nach Sturmberger [97] ermöglichen einen Feldschwächbetrieb mit einem großen Konstantleistungsbereich. Dennoch bleiben wesentliche Nachteile bestehen:

1. Ein optimales Design wird durch die Sättigung des Eisens erschwert, welche zu einer Verringerung der Induktivität in der q-Achse führt und damit die Schenklichkeit stromabhängig verändert (vgl. Kapitel 6.1.1).
2. Eine Reduzierung des Kurzschlussstroms und der induzierten Spannung sowie die Verringerung der Schleppverluste bei hohen Drehzahlen im Leerlauf der Maschine sind aufgrund eines unveränderlichen Leerlaufeldes nicht möglich (vgl. Kapitel 3.5 und 5.1).

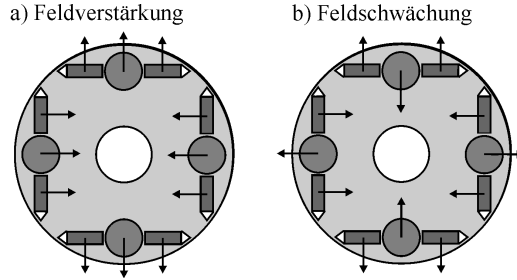


Abbildung 6.3: Prinzip des neuen Feldschwächverfahrens in einer vierpoligen IMAB-Maschine: a) Feldverstärkung, b) Feldschwächung durch drehbare eingebettete Magnete in der Polmitte [102] [103]

Optimal löst man diese Probleme mit einer elektrischen Erregung oder einer Hybriderregung, muss dabei allerdings die beschriebenen Nachteile akzeptieren (vgl. Kapitel 5.4). Aus diesem Grund wird ein neues Feldschwächverfahren eingeführt: Es basiert auf einer räumlichen Verstellung der Durchflutung über eine Mechanik, also auf der Veränderung von Erregerfluss beeinflussenden magnetischen Widerständen im magnetischen Ersatzschaltbild. Dies entspricht einer direkten Verstellung der bestehenden Durchflutung im weiteren Sinn, wie sie in den Kapiteln 5.2 und 5.4.3 beschrieben wird.

Dazu erfolgt der Aufbau des Rotors mit segmentierten eingebetteten Magneten und radialem Fluss, wobei der Magnet in drei Teile segmentiert wird. Der mittlere Magnet wird durch einen Magnetstab realisiert, welcher drehbar gelagert ist. Wird der Magnetstab derart ausgerichtet, dass dessen Fluss in gleiche Richtung wie der Fluss der danebenliegenden, nicht verstellbaren Quadermagneten weist, wird das maximal mögliche Erregerfeld erzeugt. Durch die Verdrehung des Magnetstabs um 180° wird ein großer Teil des Erregerflusses der quaderförmigen Magnete bereits im Rotor kurzgeschlossen, ohne dass er in den Luftspalt oder Stator eindringt. Ermöglicht wird dies durch die Polkappe, die für diese Flussführung und als Sammler des Erregerflusses der drei Magnete pro Pol eine ausreichende Dicke aufweisen sollte. Es erfolgt somit die Kombination von der Magnetanordnung mit segmentierten eingebetteten Magneten mit einer einstellbaren Erregung. Als Bezeichnung für dieses Verfahren wird die Abkürzung *IMAB* für *Integrated Magnet Adjustable Bar* eingeführt. Diese Bezeichnung wird auch aufgrund der Entwicklung des ersten Prototyps im Zuge dieser Dissertation am Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen der TU Braunschweig gewählt. Das Prinzip der Verstellung wird in Abbildung 6.3 gezeigt.

Die Durchführung der Verstellung im Rotor ist prinzipiell auch bei rotierender Maschine möglich. Für die Realisierung könnte man sich eine Verstellung ähnlich der Pitch-Verstellung der Rotorblätter von Propellern oder anderer Techniken bedienen, die bereits für drehbare Verstellungen in Rotoren vorgeschlagen wurden (z. B. [51]). Zusammenfassend zeigt die folgende Auflistung die Vorteile des vorgestellten und zum Patent angemeldeten Verfahrens [102] [103] auf.

1. Vorteile durch eine Magnetanordnung mit segmentierten eingebetteten Magneten und radialem Fluss:
 - Kompakte Bauweise des Rotors mit großem Erregerfeld durch die Verwendung von Permanentmagneten,
 - Bildung eines Drehmoments in gleicher Richtung des Vollpoldrehmoments bei voreilem Statorstrom,
 - großer Konstantleistungsbereich.
2. Zusätzliche Vorteile durch Verstellung eines drehbaren Magnetstabs:
 - Feldschwächung ohne Veränderung der Polbedeckung (im Vergleich mit [51]),
 - Realisierung eines variablen Verhältnisses von Schenkligkeit zum Erregerfeld und die Implementierung eines optimalen Konstantleistungsbereichs bei unterschiedlichen Statorströmen,
 - Feldschwächung zur Verringerung der induzierten Spannung bei hohen Drehzahlen,
 - Feldschwächung zur deutlichen Absenkung des Erregerfeldes mit Verringerung von Hysterese- und Wirbelstromverlusten (Eisenverluste) im Schleppbetrieb der Maschine,
 - Feldschwächung ohne Erzeugung zusätzlicher Harmonischer im Erregerfeld,
 - Realisierung einer vom Wechselrichter unabhängigen Sicherheitseinstellung zur Abschaltung des Erregerfeldes bei Ausfall des Wechselrichters,
 - kontinuierlich verstellbare Feldschwächung,
 - verlustfreie bzw. -arme Verstellung der Erregung,
 - konstruktiv einfacher Aufbau.

Zur Überprüfung der hier aufgezeigten Vorteile erfolgt die Auslegung und der Aufbau eines Prototyps entsprechend der folgenden Kapitel.

6.3 Randbedingungen für die Magnetkreisauslegung

Die Auslegung des Magnetkreises soll (wie bereits in Kapitel 3 betrachtet) für die Anwendung in einem Hybridantriebsstrang eines Stadtbusses erfolgen. Für eine zügige und kostengünstige Umsetzung des Projekts sollten dazu nur wesentliche Komponenten des Antriebs ersetzt werden. Aus diesem Grund werden der Wechselrichter und der Stator der bereits bestehenden Asynchronmaschine unverändert für den Aufbau einer neuen Synchronmaschine mit verstellbaren Magnetstäben übernommen. Folgende, damit bereits festgelegte Parameter, schränken die Freiheit für das Design der neuen Maschine ein:

1. Polpaarzahl
2. aktive Länge
3. aktiver Durchmesser
4. Ausführung der Wicklung und Verschaltung der Stränge
5. Statorwiderstand
6. Statorstreuinduktivität
7. maximaler Ankerstrombelag
8. Kühlung des Stators

Weiterhin wird für den ersten Schritt der Entwicklung festgelegt, dass die Verstellung der Magnete nicht während des Betriebs durchgeführt werden soll, damit auf eine Implementierung der zugehörigen Betätigung bei dem Prototyp verzichtet werden kann. Die mechanische Verstellung soll mit dem Fokus der Verringerung der Schleppverluste bei Leerlauf der Maschine implementiert werden und die weiteren Vorteile der Anordnung (s.o.) überprüft werden. Zusätzlich sollte die Maschine bereits ohne Verstellung der Stäbe über einen großen Konstantleistungsbereich verfügen. Dieses Vorgehen vereinfacht die Auslegung der Maschine und stellt eine gute Leistungsfähigkeit der Maschine schon ohne Einsatz der mechanischen Verstellung sicher. Damit die Verringerung der Schleppverluste überprüft werden kann, soll die Maschine für die maximale Drehzahl von $6600 \frac{1}{\text{min}}$ geeignet sein. Das maximale Drehmoment der bereits

implementierten Asynchronmaschine sollte erreicht werden und der Luftspalt mindestens 1 mm betragen.

In dem folgenden Kapitel werden der Stator sowie die Restriktionen und Festlegungen für die Optimierung des Rotordesigns vorgestellt.

6.3.1 Vorstellung des Stators

Basis für die Auslegung des Rotors ist der Stator der ASM der Firma Servax® - Landert Motoren AG vom Typ MHP-I-132-04. Die Daten für Drehmoment und Leistung der vierpoligen ASM mit Flüssigkeitskühlung wurden bereits in Tabelle 3.1 aufgelistet. Auch das Wirkungsgradkennfeld wurde in Abbildung 3.5 bereits vorgestellt, sodass an dieser Stelle auf weitere, vom Hersteller freigegebene Daten des Aufbaus und der Speisung der Maschine eingegangen wird.

Für die Maschine der Schutzart IP 54 ist eine Speisung aus einem 400 V Drehstromnetz vorgesehen. Der effektive Nenn-Phasenstrom im S1-Betrieb wird mit 150 A und der maximale Strom bei Überlast mit 300 A angegeben.

Die drei Stränge des Stators mit der Isolationsklasse F (bis 155°C) sind im Stern geschaltet, der Sternpunkt der Wicklung ist vergossen und nicht zugänglich. Es handelt sich um eine Zweischichtwicklung mit 5/6 Sehnung, deren Wicklungskopf aufgrund der verteilten Drehstromwicklung einseitig um ca. 57 mm stirnseitig aus dem Blechpaket hervorsteht. In die Wicklungsköpfe wurden Temperatursensoren integriert, die eine Messung der Temperatur im Heißpunkt ermöglichen. Die Lochzahl beträgt vier, entsprechend verfügt der Stator über 48 Nuten. Der Strangwiderstand beträgt 20 mΩ bei 20°, bzw. 27 mΩ bei 120°. Für die Auslegung des neuen Rotors lagen weiterhin Daten zur Gestaltung der in den Stator eingelegten Spulen und der Nutform vor.

Für den Aufbau des 440 mm langen Blechpakets wird das silizierte Blech M270-35A verwendet, der aktive Durchmesser der Maschine beträgt 140,9 mm. Im Statorgehäuse ist neben der Kühlung und den Aufnahmen von Statorblechpaket und Lager bereits ein Montagebereich für einen Absolutwertgeber vorgesehen. Hier wird ein Sensor des Typs Stegmann SKS 36 eingebaut.

6.3.2 Restriktionen und Festlegungen für das Rotordesign

Vor der Durchführung einer Optimierungsrechnung werden eine Reihe von Parametern aufgrund von räumlichen Restriktionen und Erfahrungen mit bisher

durchgeführten Auslegungen von Maschinen mit eingebetteten Magneten festgelegt:

Wahl des Magnetmaterials

NdFeB bietet als Magnetmaterial mit einer hohen Remanenzflussdichte und einer niedrigen Permeabilität ideale Möglichkeiten zum Design von Maschinen mit hoher Leistungsdichte und Schenklichkeit infolge eingesetzter Magnete. Zusätzlich verfügt dieses Magnetmaterial über eine hohe Koerzitivfeldstärke und ist damit verhältnismäßig großen Gegenfeldern aussetzbar, ehe eine Entmagnetisierung eintritt. Für die Ausführung als Prototyp wird ein verhältnismäßig entmagnetisierungsfestes NdFeB-Hochenergiemagnetmaterial mit $B_{\text{rem}} = 1,13 \text{ T}$ und $H_c > 2400 \frac{\text{kA}}{\text{m}}$ bei 20°C ausgewählt.

Größe und Platzierung der Magnetstäbe

Das Rotorblechpaket wird von einer Welle aufgenommen, die einen Außendurchmesser von 50 mm hat. Somit verbleibt für das Design des Rotorblechs ein Hohlzylinder mit diesem Innendurchmesser und einem maximalen Außendurchmesser von 138,9 mm. Um eine wirkungsvolle Feldschwächung zu gewährleisten, sollte ein Magnetstab von 20 mm zum Einsatz kommen. Die Platzierung der Achsen der Magnetstäbe wird auf einem Durchmesser von 100 mm so gewählt, dass die Symmetrie eines Pols erhalten bleibt, die Zugänglichkeit für eine spätere Verstellung problemlos erfolgen kann und sowohl für die Polkappe, als auch für das Rotorjoch noch genügend flussführendes Material erhalten bleibt.

Form und prinzipielle Platzierung weiterer Magnete, Luftspalte und Eisenstege im Rotor

Neben den Magnetstäben sind die Form und die prinzipielle Anordnung weiterer Ausbrüche für Luft und weitere Magnete festzulegen. Aufgrund des geringen verbleibenden Platzes wird eine Einschichtanordnung festgelegt und aus Herstellungs- und Kostengründen sollten weitere Magnete quaderförmig ausgeführt werden. Zur Vermeidung von magnetischen Teilkurzschlüssen an den Seiten der Magnete (nahe der Eisenstege) wird weiterhin festgelegt, dass neben den Magneten entsprechende Luftspalte vorgesehen werden und somit allein durch den Eisensteg eine exakt definierbare Flussbarriere entsteht. Zusätzlich wird vereinbart, dass die Seiten der quaderförmigen Magnete mittig zum ver-

drehbaren Magnetstab angeordnet werden, um die Wirkung des Stabes nicht zu beeinträchtigen. Bei Variation der Polbedeckung kann dadurch eine Sammleranordnung entstehen, deren Effekt auf die Höhe des Erregerfelds durch die Wahl der Magnethöhe der Quadermagnete während der Optimierung bestimmt werden kann. Durch die Segmentierung der Magnete und der zum Pol symmetrischen Anordnung des Drehstabs resultieren zwei Eisenstege pro Pol zwischen Mantelfläche des Rotors und den Quadermagneten, sowie zwei weitere zwischen den Quadermagneten und dem Magnetstab eines Pols.

Wahl des Rotorblechs

Für das Rotorblechpaket wird das silizierte Blech M270-35A-Backlack verwendet. Von der LCD-LaserCut AG werden die einzelnen Bleche im Laserschneidverfahren hergestellt und zu einem Blechpaket verbucken. Das Blech hat eine Dicke von 0,35 mm und spezifische Eisenverluste von $1 \frac{\text{W}}{\text{kg}}$ bei 50 Hz und 1 T sinusförmiger Anregung. Der Einsatz von Backlack bietet für diese Anwendung im Vergleich zu anderen Blechen folgende Vorteile:

- Schweißnähte zur Fixierung oder Vorrichtungen für die Klemmung des Rotorblechpakets entfallen,
- direkte Verschraubung von (Wucht-)Scheiben an den Stirnseiten des Blechpakets möglich,
- Vergrößerung der biegekritischen Frequenz der Rotorwelle durch steifes Blechpaket.

Durch die Ausführung als Synchronmaschine mit sinusförmiger Verteilung der Statorwicklung und einem im Vergleich zur Einzelzahnwicklung engen Nutschlitz der Statornuten ist mit vergleichsweise geringen Ummagnetisierungsverlusten im Rotor zu rechnen, sodass die Blechqualität des Rotors ausreichend erscheint.

Wahl der Außenkontur des Rotorblechs

Von einer speziellen Außenkontur des Rotors wird zur Vermeidung von Geräuschen abgesehen, sodass ein runder Rotor mit einer glatten Oberfläche entsteht.

6.4 Rotordesign und -optimierung

Trotz der Festlegung einiger wesentlicher Abmessungen im vorherigen Kapitel, verbleiben noch Parameter, die durch einen Optimierungsprozess festgelegt werden. Dazu gehören:

- Abmessungen der magnethaltenden Stege zwischen Quadermagneten und Luftspalt,
- Abmessungen der magnethaltenden Stege zwischen Quader- und Rundmagnet,
- Polbedeckung,
- Abmessungen der quaderförmigen Magnete,
- Luftspalthöhe.

Während der Optimierung der Maschine sollte der Strom in der Simulation zur Erzeugung einer bestimmten Leistung so in der Maschine eingestellt werden, dass möglichst geringe Verluste entstehen. Vor Durchführung der Optimierung wird auf die Strategie zum Betrieb von IPM-Maschinen eingegangen.

6.4.1 Betriebsstrategie für einen verlustoptimalen Betrieb der Maschine mit eingebetteten Magneten

Zur Darstellung der Betriebsstrategie von Maschinen mit eingebetteten Magneten wird auf die Veröffentlichung von Soong und Miller zurückgegriffen [92]: In ihr erfolgt die Darstellung des verlustoptimalen Betriebs der Maschine in Anker- und Feldschwächbereich mit Hilfe des rotorfesten d-/q-Koordinatensystems für den Statorstrom. Dessen Amplitude kann bei ausreichender Wechselrichterspannung zwischen Null und maximalem Inverterstrom variiert und mit beliebiger Phasenlage eingestellt werden. Das Stromlimit entspricht in dem gewählten Koordinatensystem einem Kreis um den Ursprung. Zusätzlich sind in dem Diagramm Linien konstanten Drehmoments und Ellipsen konstanter Statorspannung eingetragen, wobei kleinere Ellipsen für höhere Drehzahlen als die von größeren Ellipsen stehen. Alle Linien gelten für die Lage des Stromzeigers, der den Arbeitspunkt der Maschine definiert. Das Diagramm mit den beschriebenen Linien für eine IPM-Maschine wird in Abbildung 6.4 gezeigt. Für eine Schenkelpolmaschine kann ohne Erreichen der Spannungsgrenze für jedes gewünschte Drehmoment ein optimaler Stromschwenkwinkel β_{opt} bestimmt werden (vgl. Kapitel 4.5.3). Während bei Maschinen mit ausschließlich konstanter

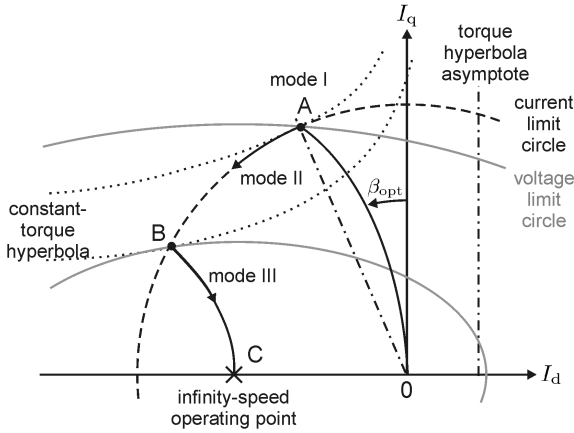


Abbildung 6.4: Kreisdiagramm für den Betrieb einer IPM mit unbegrenzter Drehzahl und eingezeichneter Betriebstrajektorie in Anlehnung an [92]

Permeabilität, der optimale Schwenkwinkel unabhängig vom Strom ist, verändert sich dieser stromabhängig bei Magnetkreisen, in denen die Sättigung nicht mehr vernachlässigt werden darf. Dieser zu einer Stromamplitude zugehörige Winkel ist bei niedriger Grundfrequenz nahezu drehzahlunabhängig. Mit zunehmender Frequenz vergrößert er sich etwas, da der Einfluss der frequenzabhängigen Eisenverluste ansteigt. Dieser Effekt ist insbesondere bei niedrigen elektrischen Frequenzen gering und wird nachfolgend vernachlässigt, sodass bei ausreichender Spannung der Schwenkwinkel β_{opt} und die Stromamplitude für ein bestimmtes Drehmoment und eine bestimmte Magnettemperatur der Maschine festgelegt sind. In der Trajektorie entspricht dies der Linie von Null bis zum maximalen Statorstrom im Punkt A, auch als mode I bezeichnet.

Wird die vom Wechselrichter vorgegebene maximale Strangspannung infolge einer steigenden Drehzahl bei maximalem Drehmoment erreicht, ist der Nennpunkt der Maschine erlangt. Dieser Punkt liegt an der Tangente einer Iso-Drehmomentlinie, die das maximale Drehmoment der Maschine beschreibt. Eine weitere Vergrößerung der Drehzahl kann nur durch eine zusätzlichen Vergrößerung des Stromschwenkwinkels erfolgen. Somit wird der Arbeitspunkt zwischen den Punkten A und B auf dem Kreis der maximalen Statorstromamplitude (mode II) in Abbildung 6.4 eingestellt. Die Maschine wird dann an der Spannungs- und Stromgrenze betrieben. Eine Maschine mit eingebetteten Magneten kann so ausgelegt werden, dass dieser Abschnitt der Kurve

bis zum Erreichen der d-Achse bestehen bleibt. Magnetisch betrachtet kann das Erregerfeld der Maschine dann ab einer bestimmten Drehzahl nicht mehr ausreichend geschwächt werden, um ein unkontrolliertes Rückspeisen über die Inverterdioden in den Zwischenkreis zu verhindern. Häufiger ist die Auslegung anzutreffen, bei der ab einer bestimmten Drehzahl nur dann die Klemmenspannung noch ausreicht, wenn auch der Statorstrom abgesenkt wird. Der Betriebszustand entspricht dem Betrieb am Spannungsmaximum ohne Erreichen des Strommaximums, entsprechend dem Abschnitt zwischen den Punkten B und C (mode III) der Trajektorie.

Die optimalen Betriebstrajektorien von unterschiedlichen Synchronmaschinentypen unterscheiden sich markant. Sie sind neben der Maschine mit eingebetteten Magneten auch für Oberflächenmagneten und Synchronreluktanzmaschinen (ohne Rotorerregung) in [56] [92] angegeben, sowie für die klassischen Schenkelpolmaschinen mit einer Schenkligkeit von $\frac{L_q}{L_d} < 1$ [54] veröffentlicht.

Für die Durchführung der Optimierung mit Änderung der Geometrieparameter ist in Hinblick auf die verlustminimale Erzeugung des Drehmoments bei niedrigen Drehzahlen und in Hinblick auf einen Konstantleistungsbereich mit großer Leistung darauf zu achten, dass bei jedem Optimierungsdurchlauf der Betrieb

- mit optimalem Schwenkwinkel vor Erreichen der Spannungsgrenze,
- mit einem ausreichenden Schwenkwinkel bei Erreichen der Spannungs- und Stromgrenze und
- mit einem ausreichenden Schwenkwinkel und ausreichender Reduzierung des Stroms bei Erreichen der Spannungsgrenze

gewährleistet ist. Diese Herausforderung macht den Einsatz von auf den Designprozess abgestimmten FE-Berechnungen notwendig.

6.4.2 Kennfeldberechnung während der Magnetkreisauslegung

Die klassische Maschinenauslegung erfolgt bei Verwendung der Antriebe am Netz mit fester Spannungsamplitude, Frequenz und spezifizierten Arbeitspunkten der Maschine. Bei der Auslegung der Maschinen für einen aperiodischen last- und drehzahlvariablen Antrieb, wie es beispielsweise für den Einsatz im Hybridfahrzeug notwendig ist, erfolgt eine Auslegung häufig über wenige Arbeitspunkte im Drehmoment-Drehzahl-Kennfeld. Für eine ganzheitliche energetische Optimierung des Hybridantriebs eines Fahrzeugs benötigen Entwickler

Kennfelder, die die spezifischen Verluste der Maschine im motorischen und generatorischen Betrieb abbilden. Werden unterschiedliche Zyklen gefahren oder Komponenten sowie Strategien in der Fahrzeugsimulation verändert, resultieren Veränderungen in der Häufigkeitsverteilung von Betriebspunkten der elektrischen Maschine unabhängig von der Topologie des Hybridantriebs. Ebenso führt die Veränderung der Kennfelder der Maschine durch die Auslegung zu einer Verschiebung der Häufigkeitsverteilung, da durch eine Parametervariation Verluste, sowie Grenzlinien und damit resultierende Energieflüsse in der Simulation verändert werden. Die Erzeugung von Kennfeldern während der Auslegungsphase der Maschine zur Betrachtung der Rückwirkungen auf die übrigen Komponenten der Simulation erscheint somit vorteilhaft.

Um das Verhalten der Maschine bei unterschiedlichsten Kombinationen von Stromamplituden und Stromschwenkwinkeln prognostizierbar zu machen, müssen diese berechnet und in geeigneter Form dargestellt werden. Ansonsten sind aufgrund der inhärenten Nichtlinearitäten Drehmomente, Verluste und Spannungsbedarf der unterschiedlichen Arbeitspunkte nicht vorhersagbar. Für eine schnelle Berechnung dieser Kennfelder wird hier eine Kombination von FE-Rechnung und analytischem Ansatz vorgeschlagen.

6.4.3 Kombination von einsträngigem und dreisträngigem Statormodell in der FE-Rechnung mit der analytischen Rechnung

Im Folgenden wird ein Verfahren vorgestellt, mit dem die Berechnung der gewünschten Kennfelder innerhalb einer übergeordneten Optimierung gelingt. Für die schnelle Berechnung wird dafür ein dreisträngiges und ein, von der Geometrie des Stators der zu untersuchenden Maschine modifiziertes, einsträngiges Modell eingesetzt. Die analytische Rechnung wird für die Erstellung dieses Ersatzmodells und zur Ermittlung der Strangspannungen angewendet.

Einsatz von einsträngigem und dreisträngigem Statormodell

In dem Kapitel 4.6 wurde der Einsatz der FE-Rechnung zur Berechnung von Maschineneigenschaften behandelt. Für die exakte Berechnung der Maschine ist die Drehung über ihre statorseitige Periodizität zur Ermittlung von Induktivitäts-, Spannungs- sowie Drehmomentverlauf notwendig. Diese Berechnungen sind für einen zu untersuchenden Arbeitspunkt nur mit geringem Aufwand verbunden. Können die Arbeitspunkte aufgrund der Nichtlinearitäten

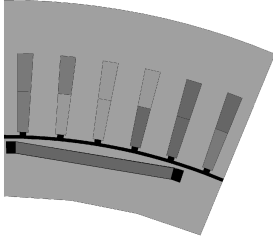
im Magnetkreis nicht im Voraus angegeben werden, bedarf es einer iterativen Rechnung. Dies ist beispielsweise für die Bestimmung des optimalen oder durch die Spannungsbegrenzung vorgegebenen notwendigen Stromschwenkwinkels notwendig. Wird bei einer Variation dieses Winkels jedes Mal die Drehung der gesamten Maschine in der FE-Rechnung vorgenommen, vervielfacht sich der Rechenaufwand und die Berechnung des Kennfelds wird zeitintensiv.

Zur Verringerung des Rechenaufwands kann eine Modellierung der Maschine dahingehend erfolgen, dass nicht mehr eine Vielzahl von Rotorstellungen zur Berechnung eines Arbeitspunktes erfolgen muss, sondern nur wenige, im besten Fall nur einer einzigen Rotorstellung. Bei einer ideal sinusförmigen Verteilung der Wicklung in einem ungenutzten Stator ohne Sättigung werden statorseitig keine Oberwellen hervorgerufen. Für diese Anordnung könnten die Elemente des Ersatzschaltbildes der Schenkelpolmaschine entsprechend Abbildung 4.8 allein anhand einer Rotorstellung berechnet werden. Die Vernachlässigung von Statorstreuung und Sättigung verhindert allerdings die Übertragung der Ergebnisse auf die reale Anordnung. Auch verwandte Modellansätze, wie beispielsweise der Einsatz des Ankerstrombelags mit glatter Statoroberfläche, können aus diesem Grund nicht zum Einsatz kommen.

Zur Realisierung einer gegenüber dem dreisträngigen Modell schnelleren Berechnung wird ein modifizierter Stator bei Verwendung der unveränderten Rotorgeometrie genutzt. Dieses Modell mit einsträngigem Stator ist in der Lage, weitgehend die Eigenschaften des Modells mit dreisträngigen Stator abzubilden. Dazu werden die Nuten und Zähne des Stators bei gleicher Jochdicke vervielfacht. Die Zahnköpfe werden eliminiert und in den Nuten Durchflutungen realisiert, die einer ideal sinusförmigen Verteilung des Strombelags entsprechen. Diese Maßnahmen führen bei der Verwendung eines relativ großen Luftspalts zwischen Rotor und Stator zu einem nur noch sehr geringen Einfluss der Nutschlitz auf den Drehmomentverlauf und die Induktivitäten der Maschine. Folglich kann deren Berechnung ohne Drehung des Rotors erfolgen. Sowohl die Sättigung, als auch die Streuinduktivität des Stators werden berücksichtigt. Beide Modelle für die FE-Rechnung sind für exemplarische Maschinen in der Abbildung 6.5 gezeigt.

Die Verwendung eines rotorseitigen Erregersystems und eines einzigen Stranges im Stator erlaubt eine direkte Berechnung der benötigten Induktivitäten: L_d und L_q werden über die magnetische Energie für den entsprechenden Arbeitspunkt der Maschine berechnet, indem ein in den Nuten sinusförmig verteilter Strom in dem Statorstrang ein Feld in d- oder q-Richtung hervorruft. $M_{d,E}$ wird entsprechend über die Durchflutung des Magneten ermittelt. Die Berechnung von allen Eigen- und Koppelinduktivitäten des dreisträngigen Stators

a) dreisträngiges Statormodell



b) einsträngiges Statormodell

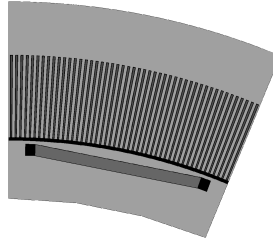


Abbildung 6.5: Vergleich exemplarischer Geometrien: Modell mit
a) dreisträngigem und b) einsträngigem Statormodell

mit anschließender Park-Transformation entsprechend den Gleichungen 4.52 und 4.53 entfällt. Als Konsequenz ist eine sehr schnelle Berechnung von Arbeitspunkten für die zu untersuchende Geometrie möglich. Die Überführung von dreisträngigem Stator in den einsträngigen Stator, sowie die Berechnung der Strangspannung und die Feststellung von Abweichungen an exemplarischen Betriebspunkten wird im folgenden Abschnitt betrachtet.

Einsatz der analytischen Rechnung

Für die Überführung des dreisträngigen in das einsträngige Statormodell sind einige Details zu beachten: In dem Statorstrang des einsträngigen Modells fließt ein optimal sinusförmig verteilter Statorstrom, dessen Amplitude entsprechend dem Wicklungsfaktor der realen Anordnung für die Berechnung verringert werden muss (vgl. Kapitel 4.5.1). Durch die Vervielfachung der Nuten wird die Lochzahl des einsträngigen Stators gegenüber dem dreisträngigen vergrößert. Dabei ist darauf zu achten, dass die Streuung entsprechend der Gleichung 6.2 für das einsträngige Statormodell höherer Lochzahl $q_{S,Ers}$ gleich der Streuung des realitätsnahen dreisträngigen Modells (mit dem Nutstreuleitwert λ_{Nut} und Zahnkopfstreuleitwert λ_{Zk}) ist. Die Zahnkopfstreuung wird dazu nach [9] im einsträngigen Modell im Streuleitwert $\lambda_{Nut,Ers}$ berücksichtigt.

$$\lambda_{Nut,Ers} = q_{S,Ers} \cdot \frac{\lambda_{Nut} + \lambda_{Zk}}{q_S} \quad (6.2)$$

Die Strangspannungen unterschiedlicher Arbeitspunkte des einsträngigen Modells können entsprechend der Gleichung 4.64 mit Gleichung 4.63 aus den Induktivitäten L_d , L_q und $M_{d,E}$ ermittelt werden. Für einen Vergleich der Güte

der Ergebnisse können gleiche Arbeitspunkte der Maschine mit beiden Modellen berechnet werden. Eine erste Kontrolle ist bereits durch den Vergleich von berechneten Induktivitäten und des Drehmoments der einsträngigen Anordnung mit dem mittleren Drehmoment der dreisträngigen Anordnung möglich. Weitere Kontrollmöglichkeiten bestehen durch die Überprüfung daraus abgeleiteter Strangspannungsamplituden von einsträngiger Anordnung mit der Grundwelle der Strangspannung des dreisträngigen Statormodells. Diese wird entsprechend dem vorgestellten Verfahren in Kapitel 4.6.2 im *Flux Reference Frame* berechnet. Der Vergleich der Ergebnisse zeigt, dass deutliche Abweichungen bei hohen Stromschwenkwinkeln sowie bei hoher Sättigung infolge eines großen Stroms in q-Richtung ohne Stromanteile in d-Richtung entstehen. Gründe für die Abweichungen sind die verbleibende Nutzung des einsträngigen Stators in Kombination mit der Berechnung nur einer Rotorstellung und das Fehlen der Zahnköpfe im einsträngigen Modell. Bereiche hoher lokaler Sättigungen in den Spitzen der Zahnköpfe werden entsprechend der Homogenisierung nicht abgebildet. Berechnungen des Prototyps zeigen nur geringe Abweichungen von deutlich unter 5 % in großen Bereichen des Kennfeldes, die für die Auslegung entscheidend sind, sodass die Qualität der Ergebnisse als zufriedenstellend bezeichnet werden kann.

Kombination der Verfahren und Einsatz von Eichpunkten

Die vollständige Berechnung mit der Kombination von Statormodellen und der analytischen Rechnung innerhalb der Optimierung wird abschließend anhand des Flussdiagramms in Abbildung 6.6 gezeigt. Die Berechnung startet nach einer Initialisierung mit dem einsträngigen Statormodell zur Bestimmung des optimalen Stromschwenkwinkels β_{opt} für definierte Strangstromamplituden im Strangstrom-Stromschwenkwinkel-Diagramm (Strang: Index s). Anschließend werden mit diesem Modell weitere Punkte des Kennfeldes entsprechend einem feinen Raster berechnet. Innerhalb dieses Rasters sind Stützstellen definiert, die nachfolgend zusätzlich mit dem dreisträngigen Modell berechnet werden. Aus dem Vergleich der berechneten Parameter aus beiden Modellen für diese Stützstellen (Drehmomentanteile, Komponenten der Strangspannungen, Verschiebung der magnetischen Achse, Polradwinkel, etc.) werden Abweichungen berechnet. Sie sind die Grundlage für die Generierung von Matrizen, die aus der Inter- und Extrapolation von Werten zwischen den Stützstellen resultieren und das gesamte Kennfeld umfassen. Die anhand dieser Eichmatrizen korrigierten Kennfelder des einsträngigen Modells dienen fortan als Grundlage für die Generierung von Kennfeldern in der für die Darstellung von Maschineneigenschaften typischen Drehmoment-Drehzahl-Ebene.

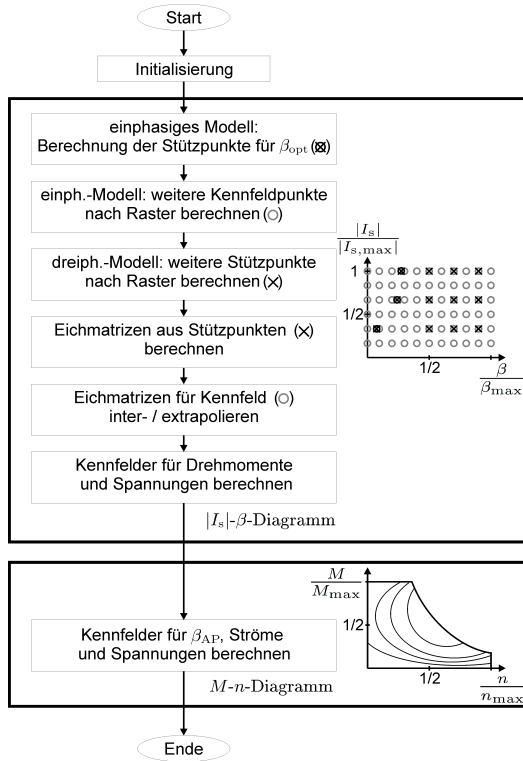


Abbildung 6.6: Berechnung von Kennfeldern durch Kombination von einsträngigem und dreisträngigem FE-Modell

Wichtige Eigenschaften der Maschine und deren Veränderung bei einer Parametervariation sind durch dieses Vorgehen bei der Auslegung der Maschine verfügbar. Sie können für die übergeordnete Optimierung genutzt oder direkt als Kennfelder in die Fahrzeugsimulation eingebettet werden. Die Änderung der stromabhängigen Induktivitäten und die Aufschlüsselung von Drehmomentanteilen auf Reluktanz- und auf Vollpoldrehmoment des Rotors sind ebenso wichtige Anhaltspunkte bei der Auslegung der Maschine. Der Einfluss durch die Änderung von Geometrie- oder Materialeigenschaften und deren Auswirkungen auf den Spannungsbedarf, die Verluste und die Feldschwächbarkeit der Maschine werden sichtbar. Kennfelder für den ausgeführten Prototypen werden im folgenden Kapitel erläutert.

7 Ausführung des Prototyps und experimentelle Überprüfung

Nachdem das Vorgehen zur Magnetkreisauslegung gezeigt wurde, wird in diesem Kapitel die Realisierung des neuen Maschinenkonzepts beschrieben. Dazu gehört die Darstellung von Ergebnissen, die mit Hilfe der FE-Rechnung bei der Auslegung des magnetischen Kreises berechnet werden. Hierbei werden auch die zulässigen Zugspannungen der magnethaltenden Stege berücksichtigt. Anschließend wird auf die Konstruktion des Rotors und der Verstellereinrichtung für die Magnetstäbe eingegangen. Im letzten Abschnitt dieses Kapitels werden nach der Vorstellung des Prüfstands wichtige Ergebnisse aus einer Reihe von Messungen gezeigt. Hierbei werden besonders markante Größen mit Ergebnissen aus der FE-Rechnung exemplarisch verglichen, ehe das Kapitel mit einer Zusammenfassung abgeschlossen wird.

7.1 Ergebnisse der FE-Rechnung

In diesem Unterkapitel werden Ergebnisse gezeigt, die aus den magnetischen Eigenschaften des Prototyps abgeleitet werden können. Anschließend wird auf die Auslegung der magnethaltenden Stäbe eingegangen.

7.1.1 Felddbilder und Kennfelder zur Beschreibung der Maschine

In dem vorangehenden Kapitel dieser Arbeit wurde ein Ablauf für die zeitoptimierte Erstellung von Kennfeldern gezeigt, die über Amplitude und Schwenkwinkel des Statorstroms bzw. als Funktion von Drehmoment und Drehzahl gezeichnet werden. Diese Kennfelder können für unterschiedliche Stellungen des drehbaren Magnetstabes im Rotor berechnet werden, sodass eine Vielzahl von Kennfeldern für die Auslegung der Maschine herangezogen werden kann. Im Folgenden werden Felddbilder sowie Kennfelder für den motorischen Betrieb der Maschine dargestellt, welche deren Leistungsfähigkeit beschreiben und einen

vertiefenden Einblick in die Wirkung der drehbaren Magnetstäbe der IMAB-Maschine ermöglichen.

Der magnetische Fluss in der IMAB-Maschine

Besonders markant sind die Stellungen des Magnetstabes, bei denen das maximale Erregerfeld (definiert als Stabwinkel 0°) und das minimale Erregerfeld (entsprechend einem Stabwinkel von 180°) eingestellt werden. Für diese beiden Stabstellungen werden in Abbildung 7.1 zunächst Plots des Rotors in Form von Feldlinien und Flussdichten für den Leerlauf gezeigt (die exakte Rotorgeometrie sowie Nutgeometrie des Stators werden nicht veröffentlicht). Sind die Magnetisierung von Rund- und Quadermagneten in gleicher Richtung (siehe a)), wird eine Erregerfeldamplitude der Grundwelle von 0,60 T erreicht. Im Stator stellen sich maximale Flussdichten in den Zähnen von 0,96 T und im Joch von 0,70 T ein. Wird die Feldschwächung durch die Drehung des Stabes durchgeführt (entsprechend b)), wird ein Großteil des Flusses der Quadermagnete direkt über die Polkappe, die Rundmagnete und das Rotorjoch geführt, ohne dass dieser im Luftspalt oder Stator wirken kann. Folglich ergeben sich im Leerlauf der Maschine niedrige maximale Flussdichten für das Statorjoch von 0,24 T und für die Statorzähne von 0,29 T. Die Grundwelle des Erregerfeldes hat durch diese Maßnahme der Feldschwächung nur noch eine Amplitude von 0,25 T. Gut zu erkennen ist in beiden Abbildungen die Wirkung der Polkappe als Sammler: Durch die Anordnung der Feldlinien am Rotormantel ist deren gleichmäßige Verteilung zu erkennen. Folglich hat das Erregerfeld im Luftspalt trotz des Einsatzes von Magneten unterschiedlichen Querschnitts einen nahezu blockförmigen Verlauf, der nur durch die Wirkung der Nutöffnungen moduliert ist.

Werden Ströme in die Wicklung der Maschine eingeprägt, überlagern sich Stator- und Erregerfeld. Die resultierenden Flussdichten für Statorzähne und Statorjoch werden in Abbildung 7.2 für unterschiedliche Betriebspunkte im M - n -Kennfeld für die Stabwinkel 0° und 180° der Magnetstäbe gezeigt. Wird der Prototyp mit einem optimalen Stromschwenkwinkel vor dem Erreichen der Spannungsgrenze gefahren (Linie zwischen Null und Punkt A in Abbildung 6.4), ist ein parabelförmiger Anstieg der Flussdichte mit zunehmenden Drehmoment zu erkennen. Der starke Anstieg bei niedrigen Drehmomenten ist mit einem Strom zu erklären, der beinahe ausschließlich in der q -Achse liegt. Bei höheren Drehmomenten nimmt der Schwenkwinkel zu, sodass die Feldschwächung über den Stator die Zunahme des Flusses in der Maschine begrenzt. Noch deutlicher fällt diese Begrenzung bei einer Vergrößerung des Stromschwenkwinkels aus, wenn die Maschine an der Spannungsgrenze (mode II in Abbildung 6.4)

a) Stabwinkel 0°
(maximales Erregerfeld)

b) Stabwinkel 180°
(minimales Erregerfeld)

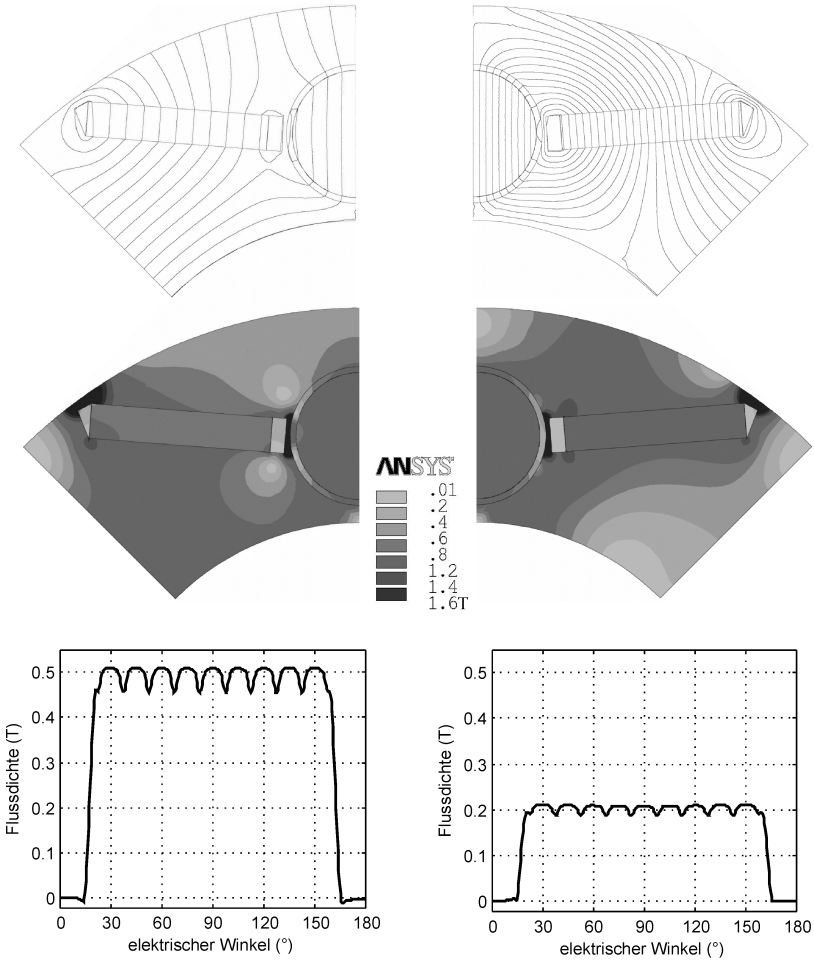


Abbildung 7.1: Feldlinienverläufe und Flussdichten im Rotor sowie Erregerfeldverläufe im Luftspaltfeld für
a) den Stabwinkel 0° und b) den Stabwinkel 180°

7 Ausführung des Prototyps und experimentelle Überprüfung

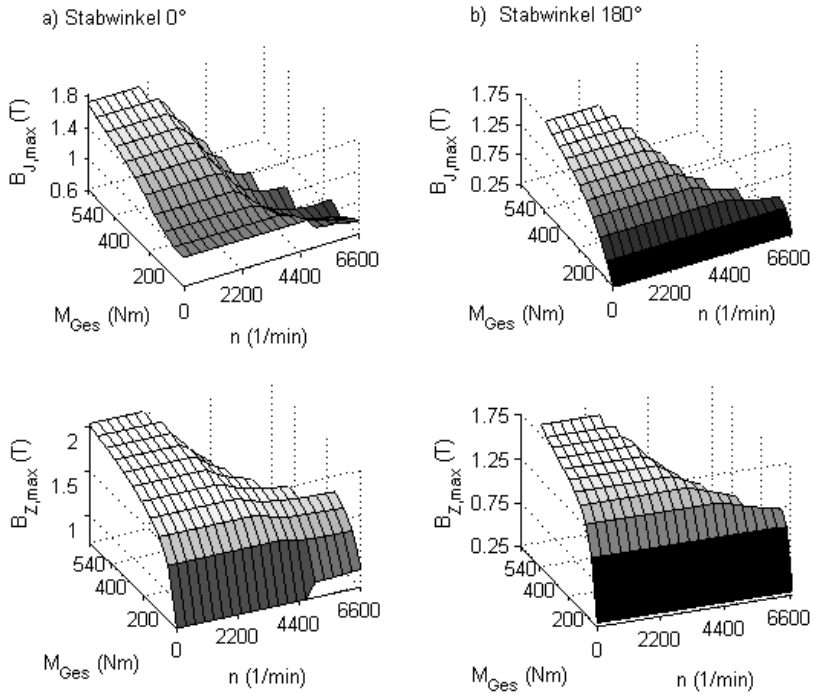


Abbildung 7.2: Maximale Flussdichten für Statorjoch und -zähne im M - n -Diagramm für
a) den Stabwinkel 0° und b) den Stabwinkel 180°

betrieben wird. In diesem Fall fällt die Flussdichte in der Maschine infolge der statorseitigen Feldschwächung bei einem Stabwinkel von 0° deutlich ab, sodass bei hohen Drehzahlen und Leistungen Flussdichten von deutlich unter 1,6 T in den Statorzähnen und unter 1,2 T im Statorjoch resultieren.

Stromabhängige Schenkligkeit der Maschine

In Abbildung 7.3 wird jeweils ein Kennfeld für die Schenkligkeit (Verhältnis der Induktivitäten L_q zu L_d , entsprechend der Definition in Kapitel 6.1.1) der Maschine gezeigt. Der prinzipielle Verlauf der Schenkligkeit als Funktion des

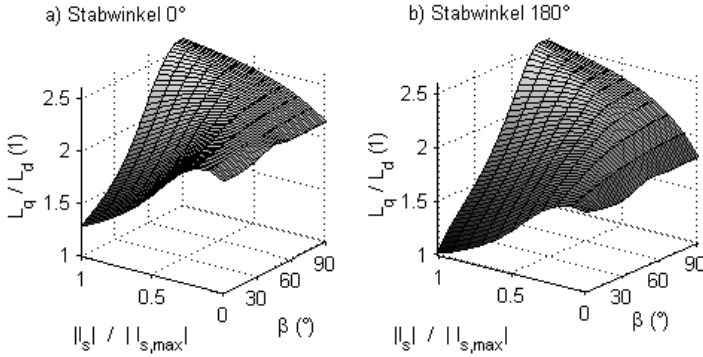


Abbildung 7.3: Schenklichkeit im $|I_s|$ - β -Diagramm für
a) den Stabwinkel 0° und b) den Stabwinkel 180°

Strangstroms und des Stromschwenkwinkels (im $|I_s|$ - β -Diagramm) ist für beide Stabstellungen ähnlich. Insgesamt ist die Schenklichkeit bei einem Stabwinkel von 180° beinahe im gesamten Kennfeld etwas höher als bei maximaler Erregung. Dies liegt in der Sättigung der Polkappe begründet, die sich allein durch den Fluss einstellt, welcher sich direkt im Rotor schließt. Dies führt zu einer verhältnismäßig hohen Sättigung von Bereichen in der Polkappe, die zu einer Verringerung der Induktivität in der q-Richtung beitragen.

Wenn Ströme überwiegend in der d-Achse eingepreßt werden ($\beta > \text{ca. } 70^\circ$), wird die Schenklichkeit der Maschine verstärkt. Bei Strömen, die überwiegend in der q-Achse eingepreßt sind ($\beta < \text{ca. } 40^\circ$), wird sie verringert. Wird der Prototyp mit einem optimalen Stromschwenkwinkel vor dem Erreichen der Spannungsgrenze gefahren, entspricht dies einem Betrieb mit einem Schwenkwinkel, der mit Null beginnt und dann mit zunehmendem Drehmoment bis auf ca. 42° ansteigt. Diese durch die Trajektorie beschriebene Linie verläuft in einem Bereich, in dem die Schenklichkeit zwischen ca. 1,9 bei maximalem Erregerfeld und ca. 1,8 bei minimalem Erregerfeld liegt. Wird die Maschine hingegen mit höheren Stromschwenkwinkeln betrieben, wird die Schenklichkeit durch den Statorstrom entsprechend vergrößert. Dies wirkt sich positiv auf den Konstantleistungsbereich aus, in dem die Maschine hauptsächlich über ihre Reluktanz das Drehmoment erzeugt. Die Anteile des Drehmoments, der Statorspannung und weiterer Parameter in Abhängigkeit des Statorstroms sind Inhalt des folgenden Abschnitts.

Drehmoment(-anteile), Stromschwenkwinkel und Strangspannung

In Abbildung 7.4 werden Kennfelder für das Drehmoment der Maschine gezeigt. Entsprechend ihrer Anordnung wird in der oberen Zeile jeweils das Vollpoldrehmoment, in der mittleren Zeile das Reluktanzdrehmoment und in der unteren Zeile das gesamte Drehmoment der Maschine im $|I_s|$ - β -Diagramm dargestellt (zur Definition der Drehmomentanteile vgl. Kapitel 4.5.3). Nur für kleine Stromamplituden liegt das Maximum des Vollpoldrehmoments bei einem Stromschwenkwinkel von Null. Mit zunehmendem Strom I_q tritt in der Polkappe in dem Abschnitt, in dem sich die Felder von Erregerfeld und Statorfeld in gleicher Richtung überlagern, Sättigung des Blechs auf. Dies führt zu einer Verschiebung der magnetischen Polachse aus der mechanischen um bis zu 8° . Da der Schwenkwinkel von der mechanischen Polachse aus angegeben wird, wird die Wirkung dieser Sättigung durch eine Verschiebung des Schwenkwinkels aus Null heraus für das maximale Vollpoldrehmoment für beide Stabstellungen sichtbar. Ebenso verschiebt sich das Maximum der Reluktanzkraft, welches bezüglich der magnetischen Achse bei 45° liegt, hier aber entsprechend der Verschiebung von maximal $5,5^\circ$ bei größeren Stromschwenkwinkeln auftritt. Entsprechend der Verringerung des Erregerfeldes bei einem Stabwinkel von 180° erfolgt die Verringerung des Vollpoldrehmoments um ca. 50 %. Der Verlauf und die absoluten Werte des Drehmoments aufgrund des Zusammenwirkens von Statorstrom und Reluktanz bleiben durch die Veränderung des Stabwinkels des Magnetstabs - erwartungsgemäß - nahezu unverändert. Das Gesamtdrehmoment setzt sich aus dem Vollpol- und dem Reluktanzdrehmoment zusammen. Bei maximalem Erregerfeld kann das maximale Drehmoment des Prototyps von 540 Nm bei einem Schwenkwinkel von 42° erreicht werden. Erfolgt die maximale Feldschwächung über die Drehung des Stabes auf 180° , wird der Einfluss der Reluktanzkraft auf das Gesamtdrehmoment größer und der optimale Schwenkwinkel der Maschine vergrößert sich entsprechend. Bei Stellung des kleinsten Erregerfeldes liegt er bei 55° .

In den folgenden M - n -Kennfeldern in Abbildung 7.5 werden das Verhältnis vom Reluktanzdrehmoment zu Gesamtdrehmoment sowie zugehörige Strangstromamplituden und Stromschwenkwinkel gezeigt. Die Stromamplitude, der Stromschwenkwinkel und der Anteil des Reluktanzdrehmoments sind vor Erreichen der Spannungsgrenze für ein vorgegebenes Drehmoment konstant und steigen nach Erreichen der Spannungsgrenze mit zunehmender Drehzahl an. Werden die Linien für ein Drehmoment von Null für den Stabwinkel 0° betrachtet, ist zu erkennen, dass ab einer Drehzahl von ca. $4600 \frac{1}{\text{min}}$ ein feldschwächender Strom eingeprägt werden muss. Aufgrund der Sättigung liegt dieser Strom bis zum Erreichen der maximalen Drehzahl nicht immer bei einem Schwenkwinkel von 90° . Vielmehr liegt er zwischen 83° und 86° und ermöglicht dann einen Betrieb

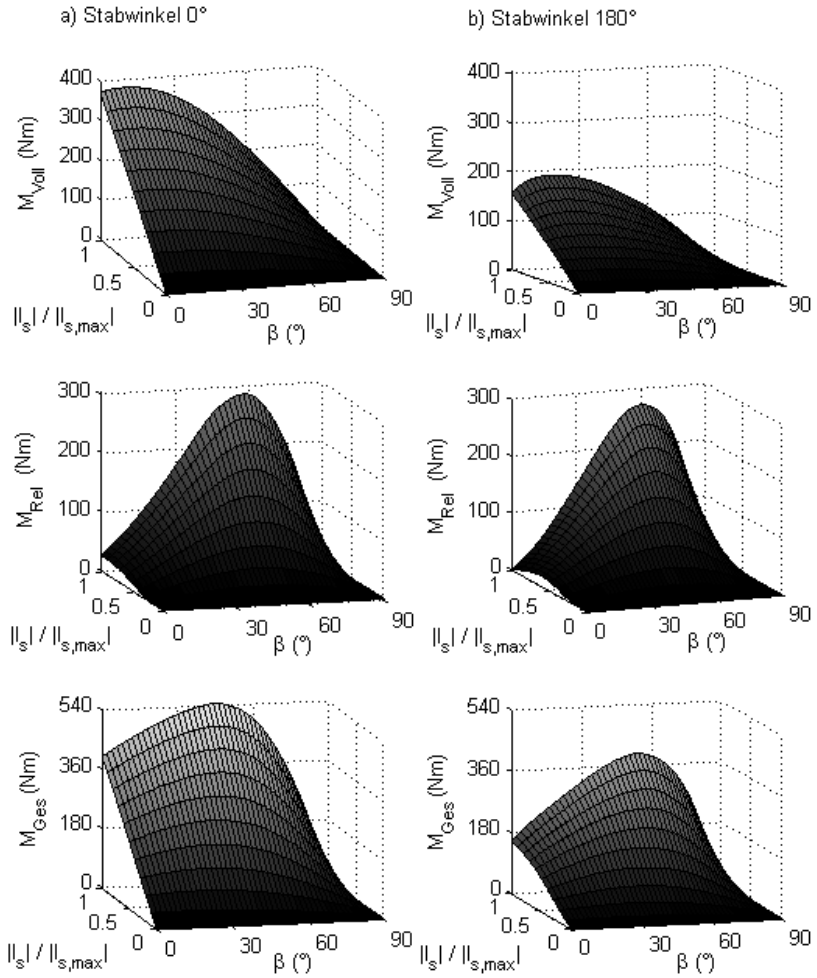


Abbildung 7.4: Drehmomente im $|I_s|$ - β -Diagramm für
a) den Stabwinkel 0° und b) den Stabwinkel 180°

der Maschine, bei dem kein Drehmoment erzeugt wird. Wird der Anteil des Stroms I_q erhöht, erzeugt die Maschine ein Drehmoment und der feldschwächende Strom kann etwas verringert werden. Obgleich dieses Verhalten zunächst der Anschauung von klassischen Schenkelpol-Synchronmaschinen widerspricht, konnte das Verhalten am Prototyp durch Messungen verifiziert werden und ist durch die Verschiebung der magnetischen Achse aus der mechanischen Polachse nachvollziehbar. Um ein Rückspeisen der Maschine bei Schlepfbetrieb sicher zu unterbinden, wird bereits ab einer Drehzahl von $4000 \frac{1}{\text{min}}$ eine feldschwächende Stromkomponente in die Wicklung eingeprägt.

Auch für die Darstellung der Strangspannung sowie von Polradwinkel und Leistungsfaktor werden M - n -Kennfelder verwendet. Der Anstieg der Strangspannung infolge der Spannungen über den Induktivitäten der Maschine ist in Abbildung 7.6 in den oberen beiden Abbildungen gut zu verfolgen. Entsprechend der Feldschwächung durch die Drehung des Magnetstabes wird die maximale Strangspannung in der stromlosen Maschine bei einem Stabwinkel von 180° auch bei maximaler Drehzahl nicht erreicht. Anders bei maximalem Erregerfeld: Hier wird die maximale Strangspannung bei $4600 \frac{1}{\text{min}}$ überschritten. Mit dem Einprägen des passenden Strangstroms gelingt die Begrenzung der Strangspannung entsprechend dem Vorgehen bei der Feldschwächung durch Vorschwenken des Statorstroms wie bei klassischen Synchronmaschinen.

Bei Betrachtung des Leistungsfaktors offenbart sich eine Stärke der Maschine: Wird diese mit maximaler Leistung gefahren, liegt durchweg ein Leistungsfaktor nahe Eins vor. Dieses Verhalten ist optimal im Hinblick auf die Ausnutzung der verfügbaren Wechselrichterspannung, sodass aufgrund des gleichzeitig maximalen Wechselrichterstroms bei maximaler Leistung insgesamt von einer optimalen Nutzung der eingesetzten Leistungselektronik gesprochen werden kann.

Um den passenden Strom einzuprägen, wird im M - n -Kennfeld der gesamte verfügbare Bereich des Polradwinkels genutzt. Insbesondere bei hohen Drehmomenten und hohen Leistungen werden Werte nahe 90° benötigt, die auch bei späteren stationären Messungen verifiziert werden.

7.1.2 Berücksichtigung von mechanischen Spannungen im Rotorblechschnitt

Die Festlegung der Geometrie des Rotorblechschnitts folgt direkt dem magnetischen Design der Maschine. Magnetisch weisen beide Stege aufgrund der Aufteilung des magnetischen Flusses im Leerlauf den gleichen Sättigungsgrad auf. Trotz der Sättigung kann das Material mit einer relativen Permeabili-

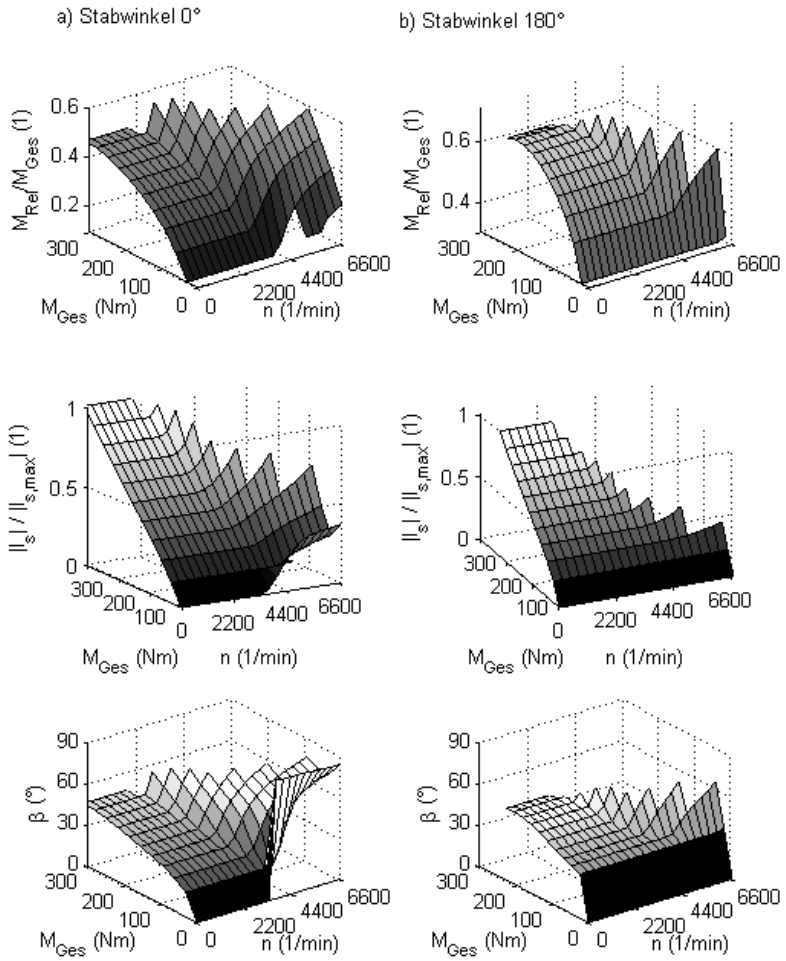


Abbildung 7.5: Drehmomentanteile, Stromamplituden und -schwenkwinkel im M - n -Diagramm für
a) den Stabwinkel 0° und b) den Stabwinkel 180°

7 Ausführung des Prototyps und experimentelle Überprüfung

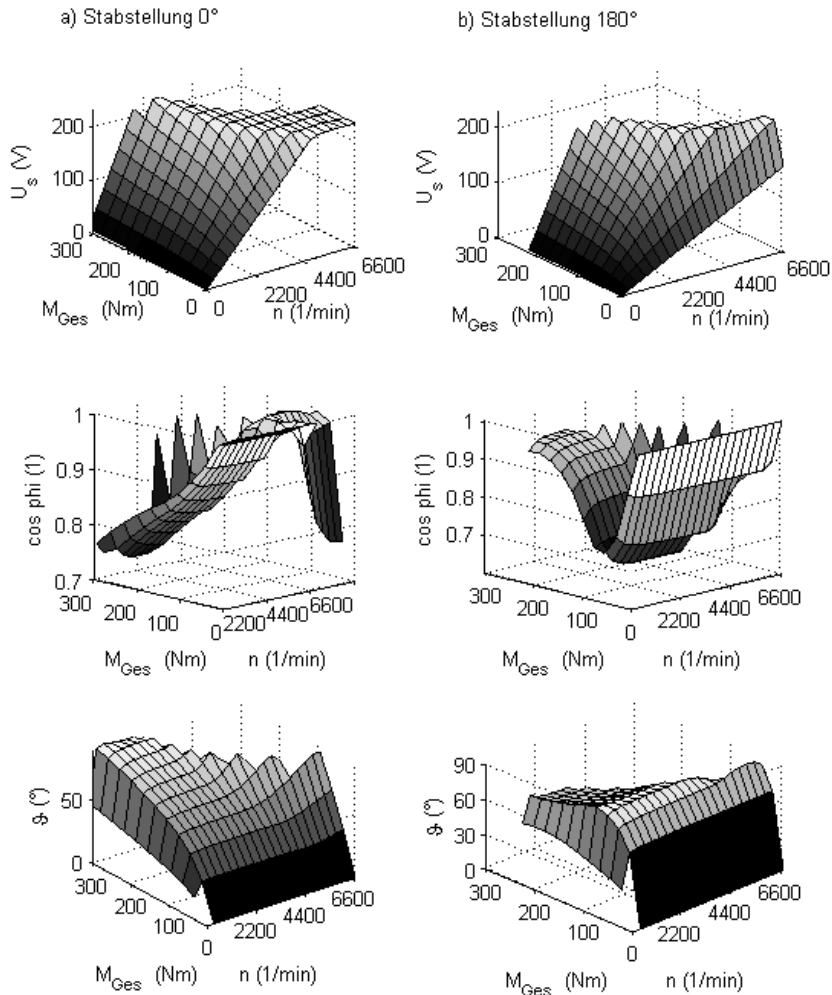


Abbildung 7.6: Strangspannung, Leistungsfaktor und Polradwinkel im M - n -Diagramm für
a) den Stabwinkel 0° und b) den Stabwinkel 180°

tät größer eins beschrieben werden, sodass während des Feldschwächbetriebs die Flussbarrieren gegenüber den nebenliegenden Aussparungen tatsächlich als Flussbrücken für die (in diesem Betriebsfall gewünschte) Ankerrückwirkung dienen.

Neben der Betrachtung des magnetischen Verhaltens der gesamten Maschine bedarf es auch der Betrachtung mechanischer Eigenschaften bestimmter Abschnitte des Rotors. Durch die Einbettung der Magnete resultieren Stege aus Blech als Flussbarrieren (vgl. Kapitel 6), die durch Kräfte mechanisch belastet werden: Durch die Rotation ziehen Fliehkräfte an der Polkappe, den Magnetstäben und an den Quadermagneten. Je nach Stellung des Stabes stoßen sich die Kappe eines Pols und das Rotorjoch ab (bei gleicher Richtung der Magnetisierung von Stab und Quadermagnet) oder ziehen sich an (bei entsprechend entgegengesetzter Magnetisierung). Gleichzeitig wirken (elektro-)magnetische Kräfte auf den Rotormantel [104]. Die Kräfte, welche durch die Rotation der Anordnung hervorgerufen werden, sind bei hohen Drehzahlen dominant und müssen somit bei dem Design der Maschine berücksichtigt werden.

Während der Optimierung des Magnetkreises des Prototypen erfolgt eine Anpassung der Magnethöhe der Quadermagnete. Diese Variation der Magnete führt zu einer Veränderung der Magnet- und Polkappenmasse und folglich zur Veränderung der auf die Stege wirkenden Kräfte. Die resultierende Kraft auf eine Kappe und alle zugehörigen Magnete verteilt sich bei der gewählten Anordnung auf vier Stege, wobei die beiden mittleren beinahe ausschließlich auf Zug, die verbleibenden zwei zusätzlich auf Scherung beansprucht werden. Um Überhöhungen der Zugspannung an Kanten zu vermeiden (Kerbwirkung), bedarf es des Einsatzes von Verrundungen der Blechausschnitte. Aufgrund der Überlagerung der Belastungsfälle bietet sich die Berechnung mit Hilfe der FE-Rechnung an.

Abbildung 7.7 zeigt die mechanischen Spannungen in den Stegen neben einem Quadermagnet. Ein Großteil der Zugkräfte wird durch die Stege zwischen Magnetstab und Quadermagnet entsprechend a) aufgefangen. Diese Stege werden weitgehend nur auf Zug beansprucht und werden gegenüber den Stegen am Luftspalt in b) um 20 % größer dimensioniert. In ca. 70 % der Materialbreite an einer beliebigen Stelle des Steges tritt eine Zugspannung von unter $130 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$ bei einer Schleuderdrehzahl von 1,2-facher maximaler Drehzahl der Maschine ($8000 \frac{1}{\text{min}}$) auf. Durch die zusätzliche Belastung der Stege am Rotormantel auf Scherung werden in diesen Abschnitten die maximalen mechanischen Zugspannungen derart begrenzt, dass ca. 70 % des Materials des Steges eine Zugspannung von unter $100 \frac{\text{N}}{\text{mm}^2}$ erfährt. Die maximale Verschiebung eines Punktes findet im Steg zwischen den Magneten statt und beträgt $14 \mu\text{m}$.

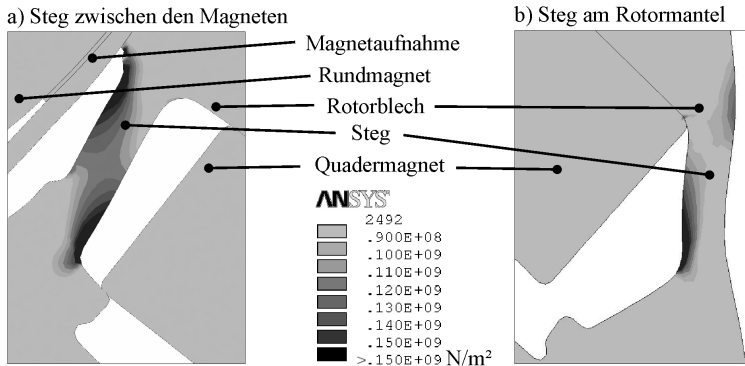


Abbildung 7.7: Mechanische Zugspannungen in den Stegen bei 8000 $\frac{1}{\text{min}}$

7.2 Konstruktion von Rotor und Verstelleinrichtung

Im vorherigen Kapitel wurde bereits die prinzipielle Integration der Magnete in das Blechpaket erläutert. In den folgenden Abschnitten wird auf die Konstruktion vom Rotor und zugehöriger Magnetstäbe sowie deren Verstelleinrichtung eingegangen.

7.2.1 Integration des Rotors in den vorhandenen Stator

Sowohl die Herstellung der Welle, als auch die Lage des Blechpakets auf der Welle orientiert sich am Aufbau des (unveränderten) Stators und dessen Gehäuse. Durch die ausladenden Wickelköpfe der verteilten Drehstromwicklung des Stators und die Eliminierung von vorher vorhandenen Kurzschlussringen und Kühlrippen der ASM bleibt an der Stirnseite des Rotors genügend Platz für die Integration einer Verstelleinrichtung. Bohrungen, die für die Betätigung der Verstellung in die Abschlussplatte des Gehäuses gesetzt werden, führen sowohl an der Rotorwelle und der Aufnahme deren Loslagers vorbei. Die Konstruktion ermöglicht die stufenlose Verstellung der Magnetstäbe durch deren Drehung bei stillstehender Maschine, ohne eine Demontage von Gehäusekomponenten vorzunehmen.

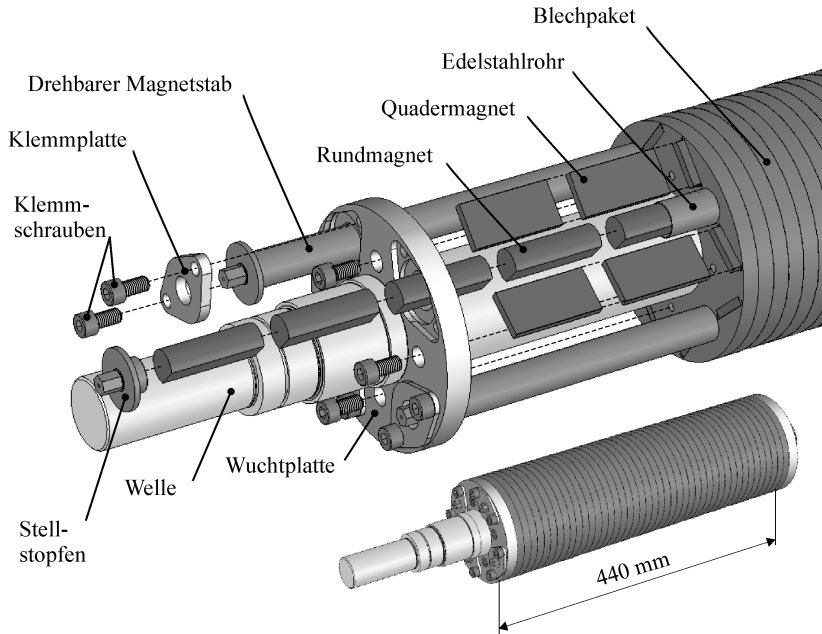


Abbildung 7.8: Rotorkonstruktion und Anordnung der Magnete

7.2.2 Konstruktion der Magnetstäbe und Verstelleinrichtung

Die Explosionszeichnung in Abbildung 7.8 zeigt die unterschiedlichen Komponenten des Rotors und deren Anordnung zueinander.

Für den Aufbau des Rotors wird der Durchmesser der früheren Welle verringert. Somit steht für die Einbettung der Magnete im Rotorblech ausreichend Platz zur Verfügung. Das Rotorblechpaket wird als Backlack-Blechkpaket ausgeführt und durch ein Schrumpf-/Pressverfahren mit der Rotorwelle verbunden. Es wird stirnseitig durch Wuchtplatten abgeschlossen, die axial mit dem Blechkpaket verschraubt werden. Eine der dafür eingesetzten Messingscheiben hat zusätzliche Vertiefungen und Gewindebohrungen, welche für die Aufnahme der Verstelleinrichtung der Magnete dient.

Sowohl der drehbare Magnetstab, als auch die Quadermagnetreihen mit jeweils einer Länge von 440 mm werden zur konstruktiven Umsetzung axial in acht ein-

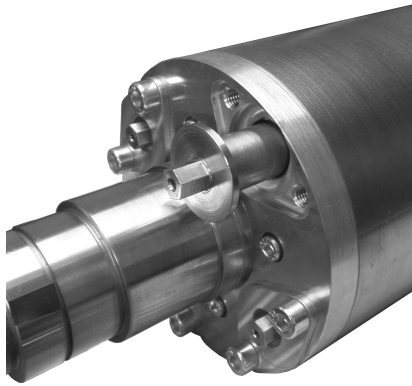


Abbildung 7.9: Magnetstab mit Stellstopfen im Rotor eingeschoben

zelne Magnete segmentiert. Alle Magnete und verwendete Schrauben werden zur Vermeidung von Unwucht entsprechend ihrer Gewichte im Rotor gleichmäßig verteilt, um die durch den Aufbau provozierte Unwucht so gering wie möglich zu halten. Während die Quadermagnete lediglich in den Rotor eingeschoben und verklebt werden, erfolgt ein aufwendigerer Zusammenbau der Rundmagnete: Sie werden bereits bei der Herstellung an einer Seite angeschliffen, sodass sie mit Hilfe einer Montagevorrichtung entsprechend ihrer diametralen Magnetisierung exakt ausgerichtet und axial aneinander geklebt werden konnten. Es muss sichergestellt werden, dass alle Rundmagnete in der entstandenen Magnetreihe zuverlässig um den gleichen Winkel verdreht und arretiert werden können. Als Aufnahme dient darum ein dünnwandiges, amagnetisches Edelstahlrohr, in das die Magnetreihe eingeklebt wird. An einem Ende des Rohres wird ein Stellstopfen aus Edelstahl per Laserschweißung angebracht, der die richtige axiale Lage des so entstandenen Magnetstabs sicherstellt. Da auf der zweiten Seite des Stopfens Schlüsselflächen gefräst sind, kann hier eine Steckschlüsselnuß aufgesetzt werden, mit der die Verstellung des Stabes durchgeführt werden kann. Ist die Einstellung des Erregerfeldes erfolgt, wird der Stopfen über die Klemmung einer Tellerfläche arretiert. Dazu dient eine brillenförmige Klemmplatte mit den zugehörigen Schrauben, die den Teller des Stopfens gegen die Wuchtplatte drückt und somit den Magnetstab in Position hält.

In Abbildung 7.8 und Abbildung 7.9 ist zu erkennen, dass die Stäbe einzeln mit Hilfe eines Schlüssels über den Stopfen verstellt werden können. Für die durchgeführten Messungen werden alle Stäbe in gleicher Richtung verstellt. Selbstverständlich ist bei der Justierung darauf zu achten, dass alle Stäbe um

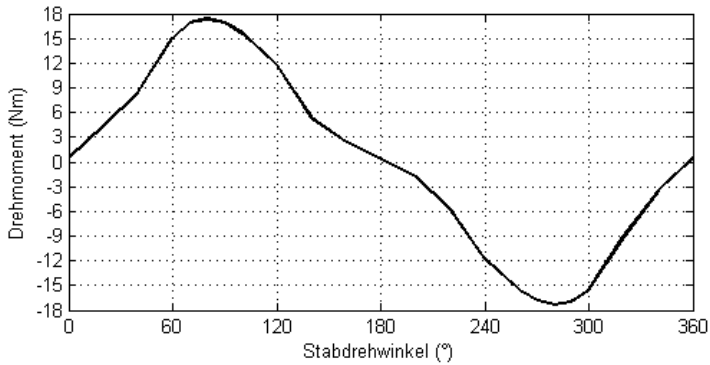


Abbildung 7.10: Drehmoment zur Verstellung des Magnetstabes

den gleichen Winkel verstellt werden, damit weder mechanische noch magnetische Unsymmetrien entstehen.

Von besonderem Interesse hinsichtlich der Verstellung der Magnetstäbe ist das zu erwartende Drehmoment, welches aufgebracht werden muss, um den Magnetstab zu drehen. Dieses Drehmoment setzt sich im Stillstand aus der Überlagerung aller auf den Stab wirkenden magnetischen Kräfte zusammen, die in tangentialer Richtung auf die Oberfläche des Edelstahlrohres wirken. Aufgrund der unterschiedlichen Permeabilität des den Magnetstab umgebenden Materials ist das Drehmoment über dem Drehwinkel nicht konstant. Das mit Hilfe der FE berechnete Drehmoment als Funktion der Stabstellung wird in Abbildung 7.10 gezeigt. Es wird auf Basis der festgelegten Geometrie und der Materialdaten der Komponenten bei nicht bestromter, stillstehender Maschine berechnet und beträgt maximal lediglich 17,5 Nm.

Zusätzlich darf in keinem Fall ein Klemmen des Stabes in Drehrichtung erfolgen. Insbesondere im Hinblick auf die Länge des Rotors müssen dafür folgende Punkte unbedingt beachtet werden:

- Die Zylinderform des Magnetstabs und der zugehörigen Bohrungen im Blechpaket muss bei unterschiedlichen Betriebstemperaturen innerhalb der Toleranz liegen,
- Zur Gewährleistung einer leichten Verstellung des Stabes bedarf es einer günstigen Tribologie, auf die in dieser Arbeit nicht weiter eingegangen wird,

7 Ausführung des Prototyps und experimentelle Überprüfung

- Beim Zusammenbau ist eine Beschädigung oder Verschmutzung der aneinander reibenden Oberflächen zu vermeiden,
- Für längere Rotoren oder eine besonders häufige Verstellung während des Betriebs der Maschine ist eine gesonderte Lagerung des Stabes denkbar.

7.3 Experimentelle Verifikation

Die experimentelle Überprüfung geht zunächst auf die Drehmomente ein, die bei der Verstellung des Magnetstabs bei unterschiedlichen Positionen des Stabes auftreten. Anschließend folgen Ergebnisse statischer Messungen, welche die Charakteristik der Maschine beschreiben. Bei besonders aussagekräftigen Größen erfolgt fallweise ein Vergleich mit Ergebnissen der FE-Rechnung.

7.3.1 Verstellung der Magnetstäbe

Im Kapitel 7.2.2 wurde das Drehmoment per FE berechnet, welches auf den Stopfen bei der Verstellung eines Magnetstabes wirkt. Nach dem Zusammenbau des Rotors wird mit Hilfe eines Drehmomentschlüssels das maximal auftretende Drehmoment bei Verstellung des Stabes festgestellt: Es beträgt bei einem Winkel von ca. 80° 20,5 Nm. Die Verstellung zeigte sich somit trotz der mechanischen und magnetischen Kräfte sowie der großen aktiven Länge des Rotors von 440 mm als leichtgängig. Die gesamte Konstruktion der Verstellung erwies sich weiterhin während der gesamten Messungen mit etlichen Stellvorgängen als robust und zuverlässig.

7.3.2 Prüfstandsaufbau

Abbildung 7.11 zeigt schematisch den Aufbau des Prüfstands. Im Folgenden werden Energieversorgung, Belastung und Wechselrichter des Prüflings sowie die Ansteuerung und Überwachung des Prüflings vorgestellt.

Energieversorgung und Belastung des Prüflings

Die Energieversorgung des Prüflings (PMSM) erfolgt über einen Wechselrichter der Firma Voith, dessen Gleichspannungszwischenkreis für die Inbetriebnahme und für erste Tests bei Leistungen bis ca. 50 kW über einen Umformer (siehe

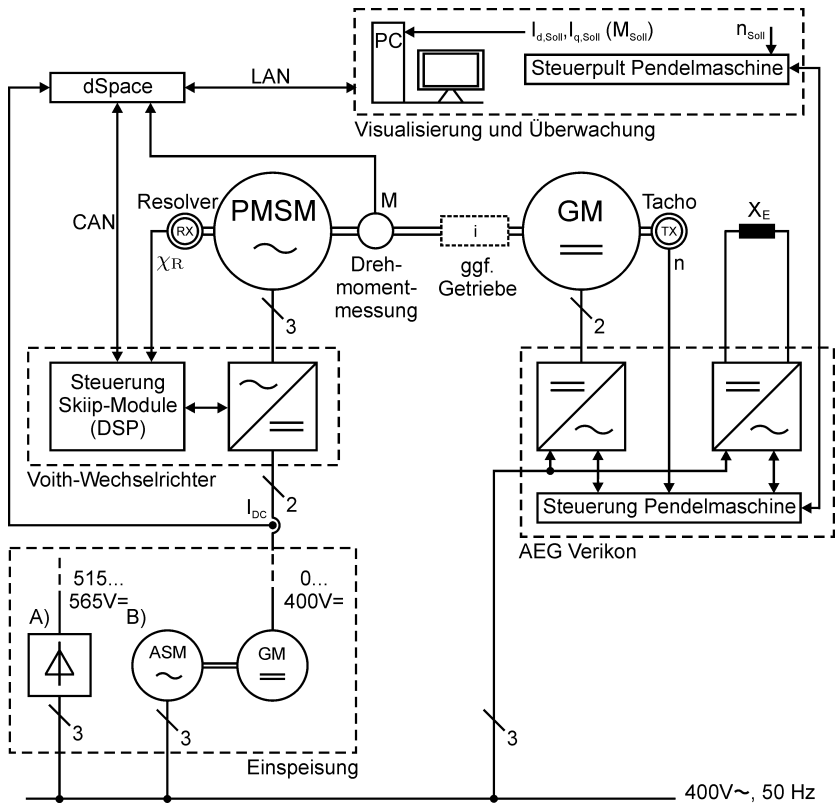


Abbildung 7.11: Schematischer Aufbau des Prüfstands

B) in Abbildung 7.11) versorgt wird. Die Speisung über den Umformer bietet insbesondere bei der Inbetriebnahme die Vorteile, die Zwischenkreisspannung stufenlos zwischen 0 und 400 V variieren und den Prüfling motorisch oder generatorisch betreiben zu können. Bei späteren Versuchen mit maximaler Leistung wird statt des Umformers eine direkte Kopplung von dem dreiphasigen 400 V-Netz mit dem Zwischenkreis über eine passive Brückengleichrichtung (entsprechend der Variante A) in Abbildung 7.11) vorgenommen. Der Betrieb des Prüflings erfolgt dann nur noch motorisch bei einer belastungsabhängigen Zwischenkreisspannung, die zwischen 515 V und 565 V variierte. Um eine Zerstörung der Zwischenkreiskondensatoren infolge von Überspannung zu verhindern, wird ein Brake-Chopper des Wechselrichters parametrisiert, der die Zwischenkreisspannung auf 700 V begrenzt. Zum Auf- und Entladen des Zwischenkreises werden zusätzlich entsprechende Schaltungen vorgesehen.

Die Belastung des Prüflings oder dessen Antrieb bei Schleppversuchen und im Kurzschluss erfolgt mit Hilfe einer Pendelmaschine in Form einer Gleichstrommaschine (GM). Anker- und Erregerkreis werden über einen aktiven Gleichrichter gespeist (AEG, Verikon®). Die Überwachung und Ansteuerung der Belastungsmaschine erfolgt mit Hilfe eines Steuerpults, an dem bei dem Großteil der durchgeführten Versuche die Solldrehzahl vorgegeben wird. Da die GM Drehmomente bis 825 Nm zulässt und bis 3000 $\frac{1}{\text{min}}$ betrieben werden kann, können alle Messungen des Prüflings im Ankerstellbereich ohne Getriebe durchgeführt werden. Für die Messungen bei höheren Drehzahlen kommt ein Getriebe der Übersetzung 1 : 2,1 zum Einsatz. Es erlaubt weitere Messungen bis zu einer Drehzahl des Prüflings von maximal 6300 $\frac{1}{\text{min}}$.

Wechselrichter des Prüflings und zugehörige Kommunikationspfade

Der Wechselrichter der Firma Voith besteht im Wesentlichen aus Modulen der Bauart Skiip® der Firma Semikron. Die Ansteuerung sowie die Überwachung der Module erfolgt über einen Digitalen Signalprozessor (DSP). Auf diesem ist eine feldorientierte Regelung implementiert, sowie charakteristische Daten des Antriebs und deren Limitierungen gespeichert. Die Pollageerfassung erfolgt über einen mit der Rotorwelle verbundenen Resolver, die Ströme werden mit Hilfe der Semikron-Module erfasst. Über ein Controller Area Network (CAN)-Interface erfolgt die Kommunikation zwischen DSP und einer Hardwareplattform hoher Rechenleistung (hier in Form einer DSpace Autobox®). Diese Struktur ermöglicht die spätere Implementierung des Wechselrichters in ein Hybridfahrzeug mit bestehendem CAN-Bus. Über diesen werden Sollwerte auf den Wechselrichter geschrieben und eine Vielzahl von Parametern ist entsprechend ihrer Adressierung lesbar.

Ansteuerung des Prüflings

Für eine Ansteuerung und Überwachung des Prüflings und zugehöriger Leistungselektronik außerhalb des Fahrzeugs wird ein Personalcomputer (PC) genutzt. Mit diesem wird die Programmierung der Ansteuerungs- und Überwachungsfunktionen mit der Entwicklungsumgebung Matlab/Simulink durchgeführt. Matlab/Simulink bietet für die Implementierung der Funktionen mit Hilfe der Bibliothek Real Time Workshop (RTW) die Möglichkeit einer schnellen Umwandlung von graphisch erstellten Modellen oder Matlab-Code in die Sprache des Prozessors der Echtzeitplattform in der DSpace Autobox. Über ein Local Area Network (LAN) erfolgt die Kommunikation zwischen der DSpace Autobox und dem PC zur Programmierung der Plattform und zur Überwachung des Prüflings und dessen Leistungselektronik. Für einen Teil der Versuche werden direkt Sollwerte für die Ströme in d- und q-Richtung vorgegeben. Für spätere Messungen des Drehmoments und des Wirkungsgrads über der Drehzahl werden diese Daten intern über eine Wertetabelle in Abhängigkeit vom gewünschten Soll-Drehmoment erzeugt. Daten, die während der Messungen beobachtet werden, sind neben den Soll- und Ist-Strömen auch die Temperaturen der Leistungselektronikmodule und im Wicklungskopf der Maschine. Weiterhin werden über die analogen Signaleingänge der DSpace Autobox das Drehmoment, sowie der Gleichstrom im Zwischenkreis erfasst. Für Messungen des Wirkungsgrads werden elektrische Leistungen mit Hilfe eines Leistungsmessers LEM Norma[®] D6000 und einem Oszilloskop hoher Abtastrate durchgeführt. Die Messung des Drehmoments erfolgt wahlweise mit einer am Hebelarm der Pendelmaschine angebrachten Kraftmessdose oder – bei Verwendung des Getriebes – mit einer Messwelle zwischen diesem und dem Prüfling. Die Anordnung von Prototyp, Getriebe und Pendelmaschine auf einem Spannrost ist auf dem Foto in Abbildung 7.12 gezeigt.

7.3.3 Messungen

Nach dem Aufbau des Prüfstands wird zunächst eine Messung des Rastdrehmoments vorgenommen und anschließend zur Überprüfung grundlegender Daten des Ersatzschaltbildes der Prüfling im Leerlauf und im Kurzschluss betrieben. Nachfolgend werden Ergebnisse unterschiedlicher stationärer Arbeitspunkte anhand von Kennlinien gezeigt und exemplarisch mit bereits vorgestellten berechneten Ergebnissen (entsprechend Kapitel 7.1.1) verglichen. Zum Abschluss erfolgt eine Messung der Schleppverluste der Maschine für exemplarische Stellungen des Magnetstabs.

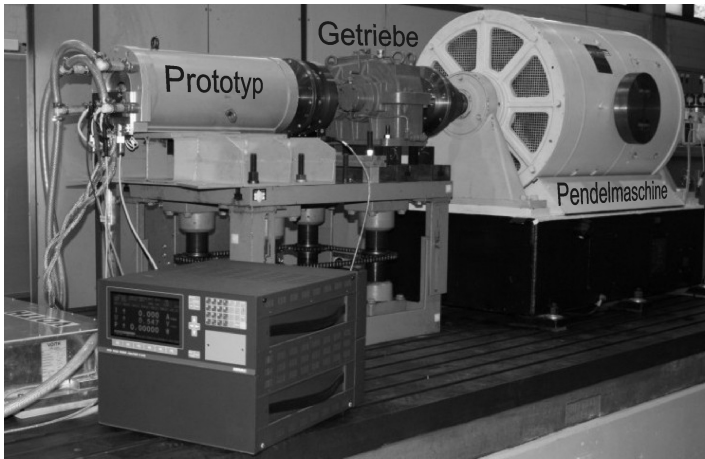


Abbildung 7.12: Prüfstand mit Prototyp und Einsatz des Getriebes
(Sicherheitseinrichtungen für Foto entfernt)

Rastdrehmoment

Das Rastdrehmoment weist entsprechend der 48 Nuten des Stators eine Periodizität von $7,5^\circ$ (mechanisch) in auf (Abbildung 7.13). Durch den großen Luftspalt und die geringe Nutteilung ist das Rastdrehmoment sehr klein und lässt sich durch die Verstellung des Magnetstabs und der damit verbundenen Verringerung des Erregerfeldes sogar noch weiter absenken. Durch den quadratischen Zusammenhang zwischen magnetischen Anziehungskräften und dem zugrunde liegenden Magnetfeld, kann durch eine verhältnismäßig geringe Verstellung des Magnetstabs bereits eine deutliche Reduzierung des Rastdrehmoments vollzogen werden: So führt in diesem Fall ein Schwenk des Stabes um 120° bereits zu einer Reduzierung des maximalen Rastdrehmoments auf ca. $1/3$ des maximalen Wertes bei einem Stabwinkel von 0° .

Schleppverluste

Verluste, die während des Schleppbetriebs der Maschine auftreten, sind besonders für die Anwendung der Maschine im Parallelhybrid von Interesse. Während der Phasen, in denen die Maschine lediglich rotiert aber nicht elektrisch angesteuert wird, sollen die Verluste durch Ummagnetisierungen und Wirbelströme

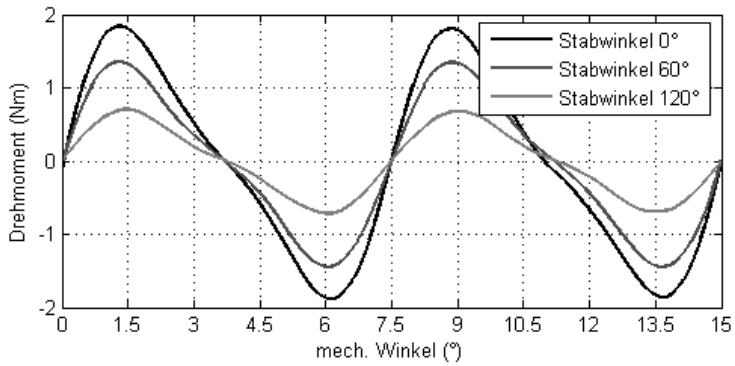


Abbildung 7.13: Rastdrehmoment der Maschine bei unterschiedlichen Stabwinkeln

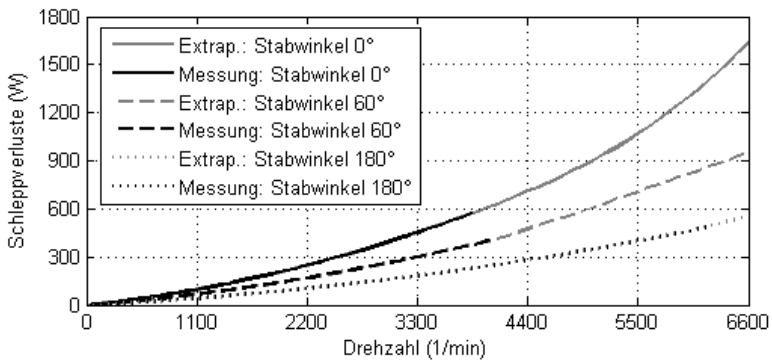


Abbildung 7.14: Schleppverluste bei unterschiedlichen Stabwinkeln

sowie durch Reibung möglichst gering sein. Das durch die Verluste provozierte Drehmoment ist im Verhältnis zum Nenndrehmoment der Maschine klein, sodass die Messung entweder bei geschleppter Maschine mit einer Messwelle mit einem kleinen Messbereich durchgeführt werden oder die Bestimmung der Verluste über einen Auslaufversuch erfolgt.

Die in Abbildung 7.14 gezeigten schwarzen Kurven resultieren aus dem Auslauf des Rotors, nachdem dieser auf 3500, 3700 bzw. $6300 \frac{1}{\text{min}}$ beschleunigt wurde. Bei den Stabstellungen 0° und 60° wird für die Messung eine niedrigere Höchstdrehzahl gewählt, um aufgrund der Polradspannung ein Rückspeisen in den Wechselrichter bei hohen Drehzahlen zu verhindern. Gemessen wird die Drehzahl des ausgekuppelten Rotors über der Zeit nach dem Abschalten der Maschine. Entsprechend dem Absinken der Drehzahl werden die Verluste bestimmt (schwarze Linien) und bis auf $6600 \frac{1}{\text{min}}$ extrapoliert (graue Linien). Bei einem Stabwinkel von 0° treten bei maximaler Betriebsdrehzahl Verluste von 1640 W auf. Durch das Absenken des Erregerfeldes verringern sich diese bei einem Stabwinkel von 60° auf 950 W und bei einem Stabwinkel von 180° auf 560 W.

Leerlauf

Im Leerlauf der Maschine wird die Polradspannung an den Klemmen (verkettete Spannung) bei einer Drehzahl von $2000 \frac{1}{\text{min}}$ für unterschiedliche Stabwinkel in Abbildung 7.15 über den elektrischen Drehwinkel und in Abbildung 7.16 als Fourierspektrum bei maximaler Erregung gezeigt. Für die Durchführung des Versuchs wird die Maschine mit Hilfe der Belastungsmaschine geschleppt. Auf die Darstellung der Polradspannung für eine Stabstellung und unterschiedliche Drehzahlen wird aufgrund des linearen Zusammenhangs zwischen Polradspannung und Drehzahl entsprechend Gleichung 4.63 verzichtet.

Wird der Magnetstab verdreht, ändert sich am resultierenden Feld zunächst wenig. Erst bei größeren Drehwinkeln wird der gewünschte Effekt der Feldschwächung durch die Absenkung der Polradspannung deutlich. Besonders stark ändert sich die Polradspannung bei der Drehung des Magnetstabs zwischen einem Drehwinkel von 60° und 90° . In diesem Abschnitt wird ein Großteil des Flusses des Rundmagneten, welcher vorher noch in die Polkappe trat, nicht mehr in diese geführt. Durch die Drehung des Stabes erhöht sich der magnetische Widerstand des Mediums in diametraler Flussrichtung des Magnetstabs. Statt der Polkappe tritt in dieser Richtung nun der hoch gesättigte Steg zwischen Rund- und Quadermagnet in den Flusspfad. Unterhalb des Steges wird der Fluss des Stabes durch das Rotorjoch kurzgeschlossen. Dadurch kann der Spitzenwert

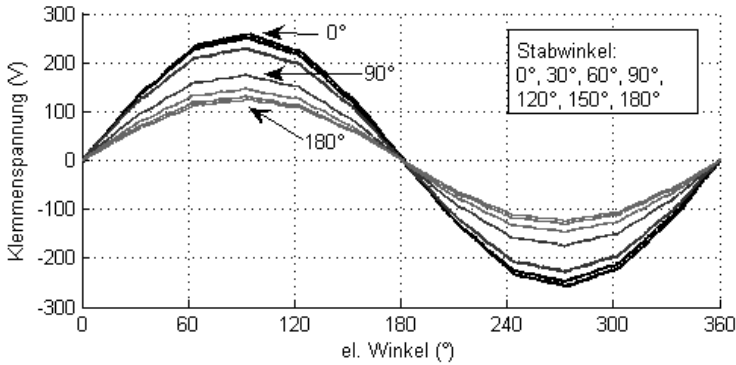


Abbildung 7.15: Polradspannung bei $2000 \frac{1}{\text{min}}$ und unterschiedlichen Drehwinkeln des Magnetstabs

der Polrad-Klemmenspannung zwischen 114 V und 254 V variiert werden.

Bei Betrachtung des Fourierspektrums ist der hohe Anteil der Grundwelle markant. Die Amplitude der Grundwelle stimmt nahezu vollkommen mit den Ergebnissen der FE-Rechnung überein (Messung: 253,8 V, FE-Rechnung: 251,8 V). Höhere Harmonische treten praktisch nicht auf. Diese Verteilung bleibt auch bei Feldschwächung (Stabwinkel ungleich 0°) erhalten, sodass keine zusätzlichen Harmonischen im Spektrum und damit zusätzliche Eisenverluste (wie z. B. bei Feldschwächung über den Ankerstrom entsprechend dem Verfahren in Kapitel 5.3) auftreten.

Kurzschluss

Auch während der Kurzschlussmessung wird die Maschine von der Pendelmaschine geschleppt. Gezeigt wird in Abbildung 7.17 der Verlauf des Strangstroms bei einer Drehzahl von $750 \frac{1}{\text{min}}$ für die Stabwinkel 0°, 60°, 90°, 120° und 180° über der Zeit. Die Wirkung der Drehung des Magnetstabes ist analog zur Wirkung auf die Polradspannung: Der Kurzschlussstrom kann bei einer Verdrehung des Stabes um 180° auf ca. 42 % reduziert werden.

7 Ausführung des Prototyps und experimentelle Überprüfung

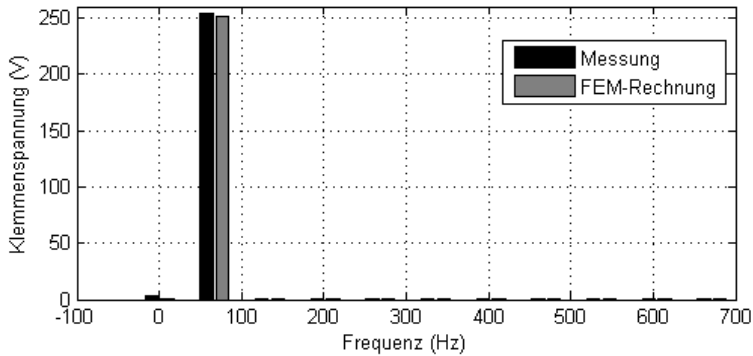


Abbildung 7.16: Fourierspektrum der Polradspannung bei 2000 $\frac{1}{\text{min}}$ bei maximalem Erregerfeld (Messung und FE-Rechnung)

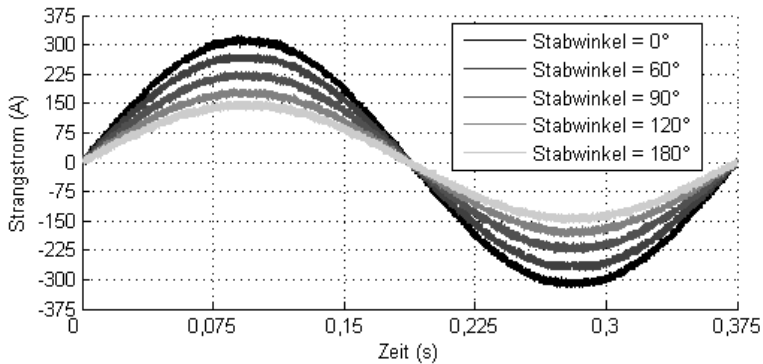


Abbildung 7.17: Strangstrom bei Kurzschluss, 750 $\frac{1}{\text{min}}$ und unterschiedlichen Stabstellungen

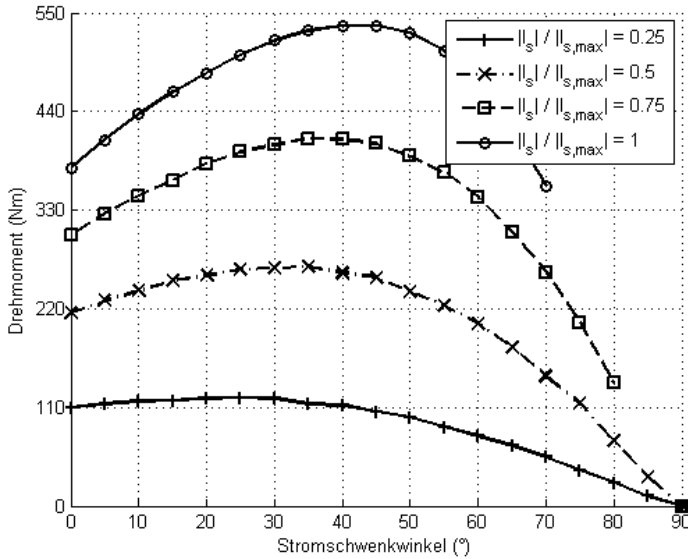


Abbildung 7.18: Drehmoment als Funktion des Stromschwenkwinkels bei voller Erregung (Stabwinkel 0°) und unterschiedlichen Strangstromamplituden

Stationäre Messungen: Einfluss des Stromschwenkwinkels

Für die folgende Messung werden jeweils stationäre Arbeitspunkte der Maschine bei unterschiedlichen Stromschwenkwinkeln eingestellt. Wird die Maschine auf diese Weise betrieben, lässt sich der optimale Stromschwenkwinkel der Maschine bestimmen. Bei maximalem Erregerfeld und maximalem effektiven Strangstrom von 300 A liegt er bei ca. 42° (vgl. Abbildung 7.18). Wird der Strangstrom verringert, nimmt die Sättigung in der Polkappe (hervorgerufen durch die Ankerrückwirkung) ab. Die Schenklichkeit der Maschine ändert sich und das Maximum des Drehmoments liegt bei einem kleineren Schwenkwinkel. Positiv für die Regelung der Maschine sind die flachen Maxima des Drehmoments, da auch bei einer ungenauen Bestimmung der Rotorlage (z. B. sensorlose Regelung) das Erreichen von maximalen Drehmomenten möglich ist.

Nachfolgend werden für den maximalen Statorstrom und unterschiedlichen Drehwinkel des Magnetstabs unter Variation des Stromschwenkwinkels weitere Arbeitspunkte eingestellt. Für identische Statorströme resultieren unterschiedliche Drehmomente und optimale Stromschwenkwinkel der Maschine (vgl. Abbildung 7.19). Mit zunehmendem Stabwinkel nimmt das resultierende Drehmoment zunächst ab, da die Erregung für die Drehmomentbildung verringert wird. Das Absinken des Vollpoldrehmoments ist dominant, während das Reluktanzdrehmoment nur infolge einer veränderten Sättigung des Magnetkreises beeinflusst wird (vgl. Kapitel 7.1.1).

Eine verhältnismäßig starke Veränderung der Reluktanz wird bei der Verstellung des Magnetstabs von 120° auf 180° erzielt. In Kombination mit der Ankerückwirkung bei hohen Strömen wird die Reluktanz der Maschine vergrößert, sodass bei der Einstellung 180° trotz des im Vergleich geringeren Erregerfeldes ein größeres Drehmoment bei hohen Schwenkwinkeln erreicht wird. Dieses Drehmoment liegt bei einem Schwenkwinkel deutlich größer 45° . Dieses Verhalten ist mit der Sättigung der Polkappe bei den hohen Statorströmen zu erklären und wird bereits in den Ergebnissen der FE-Rechnung sichtbar. Zum Vergleich mit diesen Ergebnissen werden die berechneten Kurven in grau für die Stabwinkel 0° und 180° eingefügt. Sie zeigen insbesondere in den Bereichen, in denen das maximale Drehmoment der Maschine erreicht wird, eine gute Übereinstimmung von berechnetem und gemessenem Drehmoment der Maschine. Da die hier gezeigten berechneten Kurven und die Kennfelder in Kapitel 7.1.1 basierend auf dem Grundwellenmodell berechnet werden, ist die Ursache für gezeigte Abweichungen in der Vernachlässigung höherer Harmonischer begründet.

Stationäre Messungen: Überlastbarkeit und Ausnutzung des Magnetkreises

Für die Analyse der Ausnutzung des Magnetkreises wird für unterschiedliche Stabdrehwinkel der Ankerstrom fortlaufend erhöht und der Strom mit dem jeweils optimalen Schwenkwinkel eingepreßt (Abbildung 7.20). Der verhältnismäßig hohe Anteil des Stroms in d-Richtung des rotorfesten Koordinatensystems führt infolge der vektoriellen Überlagerung zu einer Verringerung der magnetischen Belastung des Hauptflusspfads, sodass selbst bei maximalem Strangstrom keine Sättigung des Magnetkreises in Form einer Abflachung der Drehmomentkurve festzustellen ist. Der Magnetkreis in dieser Form ist also auch für noch höhere Erregungen oder Strangströme zur Erzielung höherer maximaler Drehmomente geeignet.

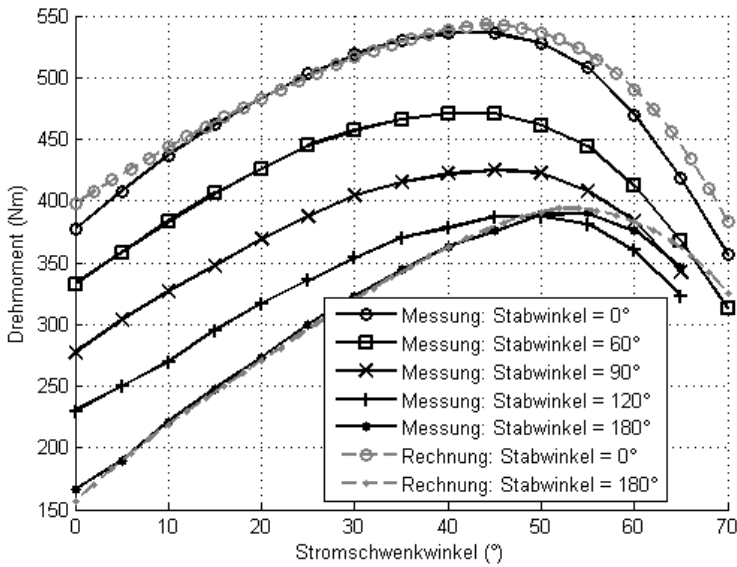


Abbildung 7.19: Drehmoment als Funktion des Stromschwenkwinkels bei max. Strangstrom und unterschiedlichen Stabwinkeln

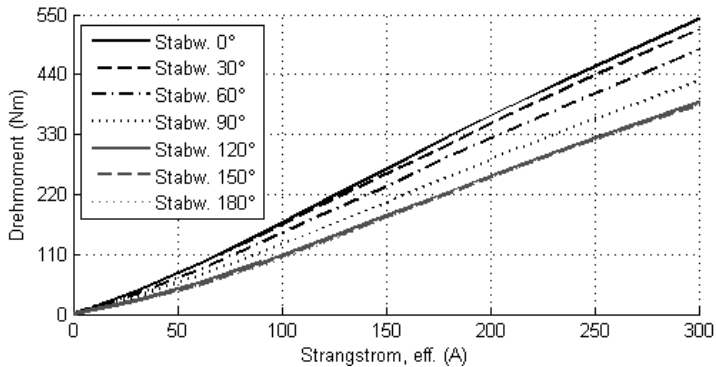


Abbildung 7.20: Maximales Drehmoment als Funktion des effektiven Strangstroms bei optimalem Stromschwenkwinkel

Dieses Verhalten der Maschine scheint zunächst in einem Widerspruch mit den hohen Zahnflussdichten bei hohen Statorstromamplituden zu stehen, die für den Stator in Kapitel 7.1.1 für hohe Stromamplituden beschrieben wurden. Eine Analyse des Magnetkreises zeigt jedoch, dass nicht die Zähne über dem Pol von der hohen Sättigung betroffen sind, sondern weitgehend solche, die in der Polücke und nahe den Stegen hoher Sättigung liegen. Weiterhin tritt eine hohe Sättigung nicht in der gesamten Polkappe, sondern nur in deren Mitte über dem Magnetstab auf. Diese begrenzt die Wirkung des Ankerfeldes auf das Erregerfeld. In Summe wird das Erregerfeld durch die Ankerrückwirkung kaum beeinflusst und das Drehmoment steigt mit zunehmendem Statorstrom bis zu dessen Maximalwert, ohne dass die Sättigung von Statorzähnen eine nennenswerte negative Auswirkung auf das Maschinenverhalten hat.

Stationäre Messungen: Drehmoment und Wirkungsgrad bei unterschiedlichen Drehzahlen

Die bisher gezeigten Ergebnisse werden bei Messungen ohne Erreichen der maximalen Klemmenspannung protokolliert. Während die Auslegung der Maschine auf einer maximalen Klemmenspannung von 565 V basiert (vgl. Kapitel 3), konnte der Prüfling aufgrund der vorhandenen Netzspannung unter Belastung mit maximal 515 V betrieben werden. Aus dieser Einschränkung resultiert eine kleinere Maschinenleistung bei Betrieb der Maschine an der Spannungsgrenze. Die Auswirkung der reduzierten Klemmenspannung ist in Abbildung 7.21 als Ergebnis berechneter Kennfelder dargestellt: Schwarze Linien zeigen Drehmoment und Leistung für die verfügbare Klemmenspannung, während die grauen Linien den Bereich für eine Zwischenkreisspannung von 565 V kennzeichnen. Entsprechend der Diagramme wird sichtbar, dass eine maximale Leistung von ca. 140 kW bei ca. $2600 \frac{1}{\text{min}}$ erreicht wird und die maximale Leistung bei höheren Drehzahlen geringer ausfällt.

Zum Abschluss erfolgt die Darstellung von Messergebnissen, welche die Leistungsfähigkeit des Prototyps unterstreichen. Gemessen wird die elektrische Leistung und das Drehmoment der Maschine bis zu einer maximalen Drehzahl von $6300 \frac{1}{\text{min}}$. Dazu werden Messreihen mit und ohne Getriebe gefahren, bei denen die Drehzahl schrittweise um 400 bzw. $500 \frac{1}{\text{min}}$ erhöht wird und für jeden Arbeitspunkt drei Messungen durchgeführt. Diese sind in den folgenden beiden Punktdiagrammen dargestellt. Geringe Schwingungen der rotierenden Maschinenteile des Prüfstands bei bestimmten Drehzahlen führen zu leicht voneinander abweichenden Messpunkten, die besonders bei den berechneten Wirkungsgraden auffällig sind.

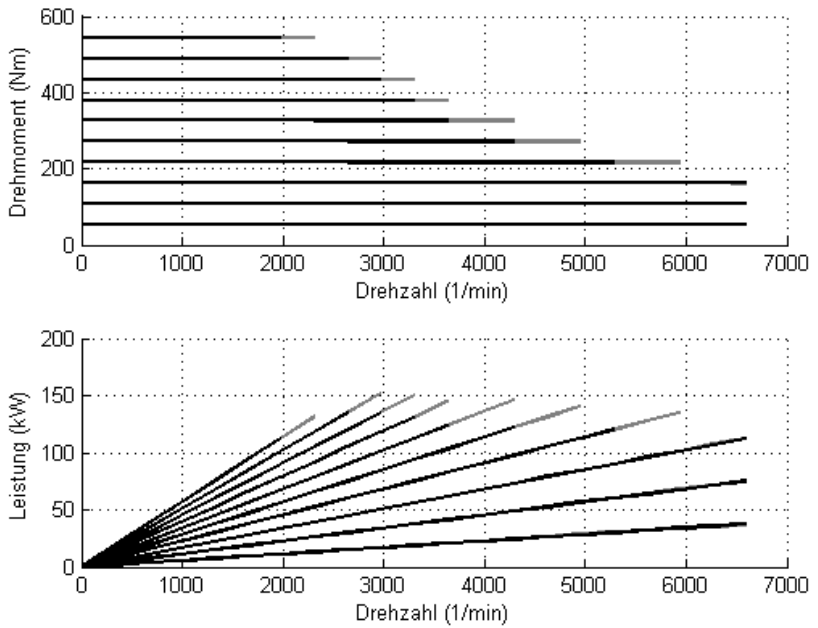


Abbildung 7.21: Vergleich erreichbarer Drehmomente und Leistungen bei Zwischenkreisspannungen von 565 V (grau) und 515 V (schwarz)

In Abbildung 7.22 werden Messpunkte gezeigt, die das maximale Drehmoment und die maximale Leistung der Maschine für unterschiedliche Stabwinkel im Drehzahlbereich von 0 bis $3000 \frac{1}{\text{min}}$ zeigen. Zusätzlich wird der Wirkungsgrad der Maschine ohne Wechselrichter für diesen Drehzahlbereich und einen Stabwinkel von 0° angegeben. Das maximale Drehmoment von 540 Nm des Prototyps bei einer Zwischenkreisspannung von 515 V kann bis zu einer Drehzahl von ca. $2600 \frac{1}{\text{min}}$ bereitgestellt werden. Schwankungen des maximalen Drehmoments zwischen 535 und 545 Nm resultieren aus leicht unterschiedlichen Temperaturen, die während der Messreihen in der Maschine herrschten. Diese führen zu geringfügig wechselnden Magnettemperaturen und damit zu einer etwas variierenden Durchflutung. Die maximale mechanische Leistung der Maschine wird ebenfalls bei $2600 \frac{1}{\text{min}}$ gemessen und beträgt - entsprechend den Erwartungen - 140,0 kW. Weitere Kurven in Abbildung 7.19 folgen für die Stabwinkel 60° und 120° mit geringeren Drehmomenten und die entsprechenden Leistungen. Ab $2600 \frac{1}{\text{min}}$ folgt ein Bereich, in dem bei unterschiedlichen Stabwinkeln mit nahezu konstanter Leistung gefahren werden kann. Der Wirkungsgrad der Maschine liegt in diesem Bereich zwischen 95,9 und 96,3 %.

In Abbildung 7.23 werden die Messpunkte gezeigt, die das maximale Drehmoment und die maximale Leistung der Maschine für unterschiedliche Stabwinkel im Drehzahlbereich von 3000 bis $6300 \frac{1}{\text{min}}$ zeigen. Bei Einsatz eines Stabwinkels von 0° sinkt die maximale Leistung der Maschine bei einer Drehzahl von $6300 \frac{1}{\text{min}}$ bis auf 102,7 kW ab. Dieser Wert für die maximale Leistung ist folglich niedriger als der in Abbildung 7.21 prognostizierte. Für größere Stabwinkel verringert sich entsprechend das maximale Drehmoment und die maximale Leistung. Betrachtet man den Wirkungsgrad bei hohen Drehzahlen im Bereich der Überlast, liegt dieser bei einem Stabwinkel von 0° bis zu einer Drehzahl von ca. $4500 \frac{1}{\text{min}}$ über 95 %. Bei höheren Drehzahlen ist ein deutlicher Abfall des Wirkungsgrads bis auf ca. 90 % zu erkennen.

7.4 Fazit und Zusammenfassung der Ergebnisse

Die zu Beginn des Kapitels gezeigten Felddbilder und das Leerlauffeld veranschaulichen die Funktion der drehbaren Magnetstäbe der IMAB-Maschine. Sie demonstrieren, dass die Grundwelle des Leerlaufes auf 41,4 % ihres Maximalwertes bei Drehung des Stabes um 180° verringert werden kann. Diese Verstellung führt zu unterschiedlichen Eigenschaften der Maschine, welche in ausgewählten $|I_s|$ - β - und M - n -Diagrammen als Ergebnisse der FE-Rechnung dargestellt werden. Diese Kennfelder dienen sowohl zur Beurteilung des endgültigen Magnetdesigns, können aber auch in eine Gesamtfahrzeugsimulation

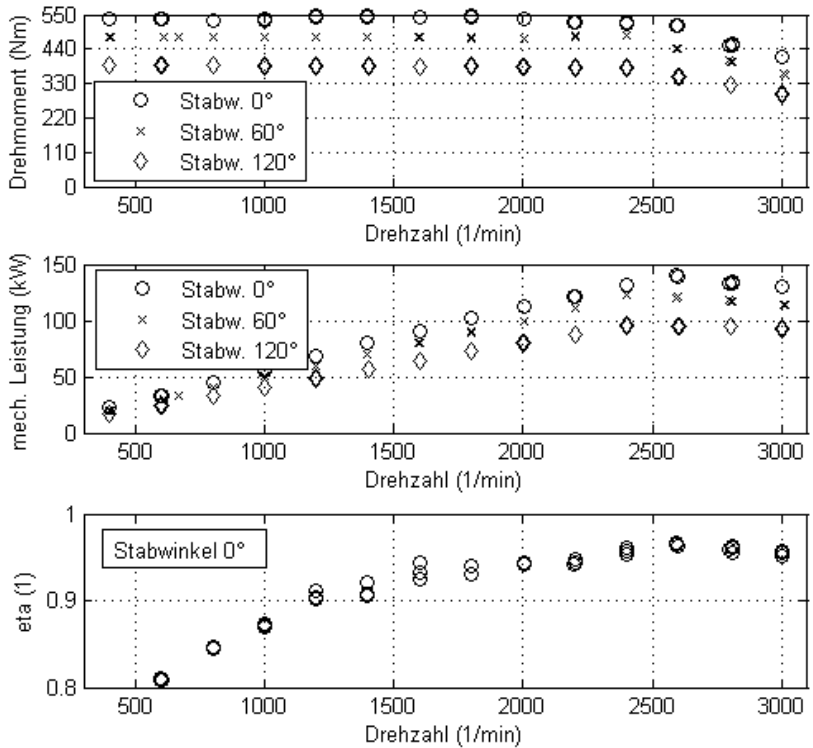


Abbildung 7.22: Maximales Drehmoment, Leistung und Wirkungsgrad als Funktion der Drehzahl von 0 bis $3000 \frac{1}{\text{min}}$ für exemplarische Drehwinkel des Magnetstabs

7 Ausführung des Prototyps und experimentelle Überprüfung

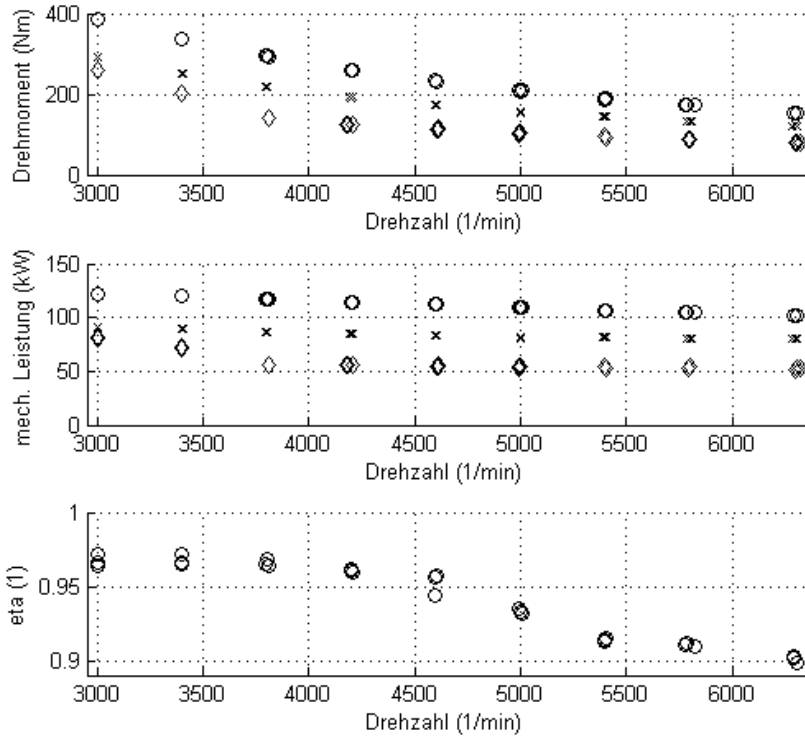


Abbildung 7.23: Maximales Drehmoment, Leistung und Wirkungsgrad als Funktion der Drehzahl von 3000 bis 6300 $\frac{1}{\text{min}}$ für exemplarische Drehwinkel des Magnetstabs

eingebunden werden. In die magnetische Auslegung fließt zusätzlich auch die Berücksichtigung der mechanischen Zugspannung in den magnethaltenden Stegen ein.

Für die Überprüfung der berechneten Ergebnisse wird ein entsprechender Prüfstand aufgebaut und in Betrieb genommen. Für den Betrieb des Prüflings wird auf einen bestehenden Wechselrichter der Firma Voith zurückgegriffen und eine Signal-Infrastruktur implementiert, die sowohl die Ansteuerung als auch die Überwachung des Prüflings zulässt. Der Prüfstand ermöglicht die Erzeugung des maximalen Drehmoments und, durch Einsatz eines Getriebes, auch zusätzliche Untersuchungen im Drehzahlpektrum bis $6300 \frac{1}{\text{min}}$. Zur Bestimmung von Wirkungsgraden in diesem Drehzahlbereich der elektrischen Maschine werden Meßgeräte kalibriert und in den Messaufbau integriert.

Für den Prototyp wird eine betriebssichere Verstelleinrichtung konstruiert. Durch ihren Einsatz können Meßreihen bei unterschiedlichen Stabstellungen durchgeführt werden. Sie bestätigen im Wesentlichen die in der FE-Rechnung prognostizierten Eigenschaften der Maschine: Maximales Drehmoment und eine entsprechend der Speisung prognostizierte Leistung werden in zwei Drittel des Drehzahlpektrums erreicht. Bei hohen Drehzahlen fällt die Leistung etwas geringer als berechnet aus. Der große Einfluss des Drehwinkels vom Magnetstab auf das Rastdrehmoment, die Schleppverluste, die Polradspannung und den Kurzschlussstrom werden gezeigt. Interessant sind die Ergebnisse bezüglich des optimalen Stromschwenkwinkels und des Einflusses der Reluktanz bei Verdrehung des Stabes: Hier wird die Wirkung der Verstellung auf die Schenklichkeit der Maschine sichtbar.

Die Messungen des Wirkungsgrads bestätigen die Leistungsfähigkeit der ausgelegten Maschine und zeigen sehr gute Werte für den Überlastbereich. Dieser ist aus magnetischer Sicht sogar noch durch einen höheren Statorstrom erweiterbar, da bei maximalen Stromamplituden des Wechselrichters noch keine Sättigung des erregungsflussführenden Magnetkreises erkennbar ist. Der sichtbare Einbruch von Leistung und Wirkungsgrad bei Drehzahlen ab ca. $4600 \frac{1}{\text{min}}$ könnte im Anstieg von Eisenverlusten begründet sein. Diese sind aufgrund der relativ hohen Amplituden von Harmonischen höherer Ordnung im Erregerfeld verhältnismäßig groß. Eine weitere Optimierungsmöglichkeit neben der Hardware bietet die Speisung der Maschine. Verwendet wird das verbreitete Raumzeigerverfahren. Nach Magnussen ist es sehr vorteilhaft, bei hohen Drehzahlen und im Feldschwächbetrieb von IPM-Maschinen auf eine Multilevelspeisung der Maschine zu wechseln [105].

8 Zusammenfassung und Ausblick

In der Einleitung dieser Arbeit wird auf den Wunsch Energie bei Betrieb von Fahrzeugen einzusparen eingegangen. Gründe dafür sind eine Verknappung von Rohstoffressourcen sowie gesellschaftliche und politische Randbedingungen. Diese Arbeit behandelt deshalb die Verbesserung eines bestehenden Antriebssystems und schlägt eine neue Art der Schenkelpolmaschine mit variabler Permanentmagnetanregung vor, die auch in anderen Anwendungen zum Einsatz kommen kann.

Um die Effizienz eines Fahrzeugantriebs zu verbessern, müssen die Verlustmechanismen bekannt sein. Aus diesem Grund wird zu Beginn der Arbeit auf die Entstehung von Verlusten beim Betrieb eines Fahrzeugs eingegangen, die durch Nutzung der konventionellen Bremse und durch Phasen ohne Leistungsbedarf entstehen. Um diese zu verringern oder den mittleren Wirkungsgrad des Verbrennungsmotors durch eine geschicktere Wahl von Arbeitspunkten während eines Fahrzyklusses zu verbessern, können Hybridfahrzeuge zum Einsatz kommen. Hybrid- und Elektrofahrzeuge werden gruppiert und erläutert.

Basis für die Verbesserung eines real existierenden Antriebsstrangs ist ein Stadtbus mit einem Getriebe der Firma Voith. Die parallele Antriebsstruktur und deren Komponenten werden durch die Darstellung des Aufbaus und der Parametrisierung einer Gesamtfahrzeugsimulation vorgestellt. Die Modellierung der Leistungsflüsse und des thermischen Verhaltens der Maschine ermöglichen Aussagen über den Kraftstoffverbrauch bei unterschiedlichen Betriebsmodi und Fahrzyklen. Neben der Optimierung der Betriebsstrategie bildet die mit der Getriebeeingangswelle gekoppelte elektrische Maschine die Grundlage zur Verbesserung des Systems. Insbesondere die Vergrößerung der Leistungsfähigkeit unter gleichzeitiger Verbesserung des Wirkungsgrads bei Überlast im Feldschwäcbereich macht den Einsatz einer PMSM sinnvoll. Allerdings sind auch geringe Verluste während des Schleppbetriebs gefordert, was den Einsatz einer besonderen Art der Feldschwächung notwendig macht.

In einem Exkurs werden grundlegende Definitionen relativer magnetischer Permeabilitätszahlen erläutert und Hinweise zur Berechnung von Magnetkreisen mit Permanentmagneten gegeben, ehe auf Basis der allgemeinen Spannungs-

gleichung eine Überführung der Gleichungen für die Synchronmaschine mit dreiphasigem und einphasigem Ersatzschaltbild vorgenommen wird. Diese Ausführungen dienen als Grundlage für spätere (automatisierte) Berechnungen des Magnetkreises der neuen Maschine. Weiterhin ist die Kenntnis der bisher unternommenen Anstrengungen in Forschung und Entwicklung zur Implementierung einer Feldschwächung von Synchronmaschinen von Interesse. Für deren Darstellung werden bekannte Verfahren anhand der Möglichkeiten zur Veränderung des Hauptflusses überschneidungsfrei klassifiziert. Abbildungen veranschaulichen die Verfahren, eine Reihe in der Literatur genannter Maschinen sowohl mit zwei- als auch mit dreidimensionaler Flussführung werden in die Auflistung integriert. Eine qualitative Bewertung publizierter Verfahren anhand praxisrelevanter Punkte schließt diesen Abschnitt der Dissertation ab.

Hinweise für das Design von Maschinen mit eingebetteten Magneten werden erarbeitet. Als eine Leitlinie kann die Auslegung nach der „optimal field-weakening IPM design line“ betrachtet werden, obwohl die Veränderung der Induktivitäten unter Last die Auslegung von IPM-Maschinen entsprechend dieser Regel erschweren. Nach der Benennung von Vorteilen von IPM-Maschinen mit unterschiedlicher Magnetanordnung wird die neue Maschine als *Integrated Magnet Adjustable Bar*-Maschine vorgestellt. Dieses neue Konzept findet in der bestehenden Klassifizierung einen bisher nicht belegten Platz und vereint eine Reihe von Vorteilen der klassischen, elektrisch erregten Schenkelpolmaschine mit denen der IPM-Maschine. Zusätzlich generiert es trotz der Randbedingungen der Magnetkreisauslegung in diesem Fall (aufgrund des bestehenbleibenden Stators) ein großes Optimierungspotenzial, da der Magnetkreis vielfältig gestaltet und zusätzlich durch die Drehung des Stabes in der Polmitte variiert werden kann.

Als weiterer Kernpunkt erfolgt das Design des Rotors der IMAB-Maschine. Um dem bereits genannten Problem der lastabhängigen Veränderung der Induktivitäten zu begegnen, wird eine Methodik zur zeitoptimierten Erstellung von Kennfeldern vorgestellt. Basierend auf der Grundwellentheorie werden vorab benannte Berechnungen auf Basis des ein- und dreiphasigen Ersatzschaltbildes der Synchronmaschine verknüpft. Dazu wird die FE-Rechnung genutzt und ermöglicht so die Berücksichtigung der stromabhängigen Änderung der Induktivitäten während der gesamten Auslegungsphase.

Ergebnisse der FE-Rechnung in Form von Feldbilder sowie $|I_s|$ - β - und M - n -Diagrammen ermöglichen zum einen die Beurteilung der Auswirkungen von Parameteränderungen während der Optimierung. Zum anderen können die Kennfelder in eine Gesamtfahrzeugsimulation eingebunden werden. In jedem Fall verdeutlichen sie die Induktivitätsänderungen, die Aufteilung von Gesamtdreh-

moment in Vollpol- und Reluktanzdrehmoment und die Darstellung der mit der Klemmenspannung in Zusammenhang stehenden Größen plakativ als Resultat eines veränderten Statorstroms oder eines veränderten Drehwinkels des Magnetstabs. Durch die Stellung des Magnetstabs lassen sich aufgrund der hohen Energiedichte der Magnete die Eigenschaften der Maschine stark verändern, sodass die Erfüllung der für die Anwendung gewünschten Eigenschaften möglich ist.

Die Konstruktion einer Verstelleinrichtung dient zur einfachen und zuverlässigen Realisierung der Verstellung und Arretierung der Magnetstäbe im Prototyp. Die Gestaltung des Magnetstabs stellt hier, insbesondere im Hinblick auf die aktive Länge der Maschine, eine Herausforderung dar. Während der experimentellen Überprüfung des zur Verstellung notwendigen Drehmoments können hier exzellente Werte erzielt werden, die eine über die Dauer aller Messungen leichte Verstellung der Stäbe ermöglichen. Nach der Inbetriebnahme des Prüfstands für die Tests der elektrischen Eigenschaften des Prüflings kann zusätzlich das gewünschte Verhalten der Maschine weitgehend nachgewiesen werden.

Hervorgehoben werden soll an dieser Stelle besonders die gewünschte Verringerung der Schleppverluste bei gleichzeitig hoher Leistungsdichte der Maschine. Aber auch die Reduzierung der Polradspannung und des Kurzschlussstroms im Fehlerfall erfüllen die Erwartungen. Das zum Patent angemeldete Verfahren hat bei Betrachtung der Wirkung des Stabdrehwinkels auf die Reluktanz möglicherweise weiteres Potenzial, das erschlossen werden kann: Antriebe mit einem noch größeren Drehzahlbereich und einem hohen Drehmoment bei niedrigen Drehzahlen können von diesem profitieren, wenn durch die Verstellung des Magnetstabes ein sonst benötigtes Getriebe entfallen kann.

Im Zuge eines Redesigns der Maschine könnte die Nutstreue des Stators und der Luftspalt verringert werden. Die Nutzung des Magnetmaterials würde sich entsprechend verbessern und die Induktivität in q-Richtung vergrößert werden. Weiterhin könnten die nicht drehmomentwirksamen Harmonischen höherer Ordnung des Erregerfeldes verringert werden. Dies bietet die Möglichkeit bei hohen Drehzahlen weniger Eisenverluste hervorzurufen und den Wirkungsgrad in diesem Bereich zu verbessern. Dazu könnte die Form der magnethaltenden Stege verbessert werden. Geprüft werden sollte weiterhin die Verwendung weiterer Luftspalte im Rotor zur Vergrößerung der Reluktanz und eine veränderte Speisung der Maschine.

Literaturverzeichnis

- [1] Schaubilder zur Entwicklung der energiebedingten Emissionen in Deutschland 1990 - 2007, Umweltbundesamt, Fachgebiet I 2.5, Download von <http://www.umweltbundesamt.de>, 10.01.2009
- [2] Vergleich der Schadstoffemissionen einzelner Verkehrsträger, Umweltbundesamt, Fachgebiet I 3.1, Download von <http://www.umweltbundesamt.de>, 10.01.2009
- [3] Anteile der Verkehrsträger am Personenverkehrsaufwand, in „Verkehr in Zahlen 2008/2009“, Bundesministerium für Verkehr, Bau- und Stadtentwicklung, Download von <http://www.umweltbundesamt-umwelt-deutschland.de/umweltdaten/public/>, 07.08.2009
- [4] Müller, P.; Liebl, J.: EffizientDynamics™ – Der BMW Weg zur CO₂ - Reduzierung, 5. Braunschweiger Symposium, Braunschweig, 2008, S. 320-335
- [5] Harr, T.; Mack, E.; Schulze, R. et al.: Der neue Sechszylinder-Dieselmotor OM 096 LA von Daimler- Benz, MTZ Motortechnische Zeitschrift 59, 1998
- [6] Dietsche, K.-H.: Kraftfahrtechnisches Handbuch, 26. Auflage, Vieweg+Teubner Verlag, Braunschweig, ISBN 3834801380, 2007
- [7] Lange, A.: Electric Drive Train Components for Industrial Vehicles, 5. Braunschweiger Symposium, Braunschweig, 2008, S. 136-148
- [8] Canders, W.-R.; Wöhl-Bruhn, H.; Rius, B.: Charakterisierung und gezielter Entwurf von Elektromotoren für Fahrzeugantriebe, 2. Braunschweiger Symposium, Braunschweig, 2004, S. 166-169
- [9] Vogt, K.: Berechnung elektrischer Maschinen, VCH Verlagsgesellschaft, ISBN 9783527283910, Weinheim, 1996
- [10] Wrobel, R.; McNeill, N.; Staton, D. A. et al.: Torque Dense, External Rotor Hub-Drive for a Hybrid Solar Vehicle, 2006 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference VPPC 2006, Windsor, UK, 6-8 Sept., 2006

- [11] Tai, C.; Tsao, T.-C.; Levin, M. et al.: Using Camless Valvetrain for Air Hybrid Optimization, SAE 2003-01-0038
- [12] Graaf, R.: Simulation hybrider Antriebskonzepte mit Kurzzeitspeicher für Kraftfahrzeuge, Dissertation, RWTH Aachen, Deutschland, 2002
- [13] Voß, B.: Hybridfahrzeuge, Expert Verlag Renningen, 2005
- [14] Braess, H.-H.; Seiffert, U.: Handbuch Kraftfahrzeugtechnik, Vieweg & Sohn Verlag Wiesbaden, 2007
- [15] Kersch, S.; Lexen, G.; Holl, E.: IDEAS – Innovative DE Hybrid Drive for City Buses, 4. Braunschweiger Symposium, Braunschweig, 2007, S. 62-72
- [16] Schröter, H.; Söffker, C.; Schrank, S.: Regio Citadis™ – A rail vehicle with hybrid drive, 4. Braunschweiger Symposium, Braunschweig, 2007
- [17] Gebhardt, S.: Kleinbauendes Fahrstromaggregat (UKA) mit BMW-V8-PKW-Dieselmotor für elektrische Schienenfahrzeuge, 2. Braunschweiger Symposium, Braunschweig, 2004, S. 182-193
- [18] Steiger, W.; Böhm, T.; Schulze, B.-G.: Direkthybrid — eine Kombination von Verbrennungsmotor mit einem elektrischen Getriebe, VDI-Berichte Nr. 1975, 2006, S. 155-174
- [19] Sato, H.: Technische Beschreibung des IMA-Systems, 13. Aachener Kolloquium „Fahrzeug- und Motorentechnik“, 2004, S. 959-971
- [20] Kozłowski, F.; Hengstenberger, H.: Compact Starter-Alternator Systems with high efficiency for 42 V und 12 V , SAE 2002-01-0522, S. 35-40
- [21] Leohold, J.; Steiger, W.; Böhm, T. et al.: Twin Drive -- Ein Schritt in Richtung Elektromobilität, Automobiltechnische Zeitschrift (ATZ) Nr. 2008-10, 2008
- [22] Schröder, H.: Konzeptionierung leistungsverzweigter Getriebestrukturen für Hybridfahrzeuge, Dissertation, TU Braunschweig, Deutschland, 2009
- [23] Muta, K.; Yamazaki, M.; Tokieda, J.: Development of New-Generation Hybrid System THS II — Drastic Improvement of Power Performance and Fuel Economy, SAE 2004-01-0064, S. 55-65
- [24] Sonoda, Y.; Abe, S.: Hybrid System and Emission control System Development for Lexus GS450h, 27. Internationales Wiener Motorensymposium, 2006

- [25] Abe, S.; Killmann, G.: Hybrid Technology in the Lexus RX400h – Combining High Driving and Environmental, 14. Aachener Kolloquium Fahrzeug- und Motorentchnik, 2005, S. 649-664
- [26] Truckenbrodt, A.; Noreikat, K.-E.: Hybridantriebe – eine unternehmerische und technische Herausforderung, 3. Braunschweiger Symposium, Braunschweig, 2006, S. 22-56
- [27] Tenberge, P.; Gadau, J.: Aufbau und Regelung des Hybridgetriebes SEL 120/3, DFG-Kolloquium im Schwerpunktprogramm “Systemintegration elektrischer Antriebe“, München, 1999
- [28] Kube, R.; Scholz, N.; Wöhl-Bruhn, H. et al.: Getriebeanordnung für ein Fahrzeug, Offenlegungsschrift DE 10 2007 006 651 A1, 2007
- [29] Montanie, T.; Porcher, F.: Evaluation of Electric Energy Storage: batteries, flywheels and supercaps, Power Conversion Intelligent Motion (PCIM), 2004
- [30] Gerlach, D.: Energieversorgung von Elektrofahrzeugen – Es kommt darauf an, woraus man's macht, Elektromobilausstellung (EMA), 2008
- [31] Lamm, A.; Rau, W.; Fleck, W. et al.: Technical Status and Future Perspectives for PEM Fuel Cell Systems at DaimlerChrysler, Electric Vehicle Symposium (EVS) 21, 2005
- [32] Becker, K.-P.: Kurzzeitspeicher mit Doppelschichtkondensatoren zur Stützung von Gleichspannungszwischenkreisen, Dissertation, Universität Karlsruhe, Deutschland, 2000
- [33] Produktübersicht von Maxwell Technologies®, Download von <http://www.maxwell.com/ultracapacitors/products/modules/bmod0063-125v.asp>, 30.03.2009
- [34] Guzella, L.; Sciarretta, A.: Vehicle Propulsion Systems – Introduction to Modeling and Optimization, Springer, Wien, New York, ISBN 3540251952, 2005
- [35] Neudorfer, H.; Binder, A.; Wicker, N.: Analyse von unterschiedlichen Fahrzyklen für den Einsatz von Elektrofahrzeugen, Elektrotechnik & Informationstechnik, Nr. 123/7/8, 2006
- [36] Tareilus, G. H.: Der Auxiliary Resonant Commutated Pole Inverter im Umfeld schaltverlustreduzierter IGBT-Pulswechselrichter, Dissertation, TU Braunschweig, Deutschland, 2002

- [37] Farschtschi, A.: Elektromaschinen in Theorie und Praxis, VDE-Verlag, Berlin, ISBN 3800725630, 2001
- [38] Dajaku, G.: Electromagnetic and Thermal Modelling of Highly Utilized PM Machines, Shaker Verlag, Aachen, ISBN 9783832254155, 2006
- [39] Kleimaier, A.: Optimale Betriebsführung von Hybridfahrzeugen, Dissertation, TU München, Deutschland, 2004
- [40] Sciarretta, A.; Guzzella, L.: Control of Hybrid Electric Vehicles – Optimal Energy-Management Strategies, IEEE Transactions Control Systems Magazine, Nr.27, Issue 2, 2007
- [41] Wagener, A.: Adaptives Energiemanagement für einen hybriden Pkw-Antrieb mit dezentraler Reglerstruktur, Dissertation, Universität Ulm, Deutschland, 2004
- [42] Braess, H.-H.; Seiffert, U.: Handbuch Kraftfahrzeugtechnik, 5. Auflage, Vieweg+Teubner Verlag, Braunschweig, ISBN 3834802220, 2007
- [43] Naunin, D.; Bader, C.; Biermann, J.-W.: Hybrid-, Batterie- und Brennstoffzellenfahrzeuge, 4. Auflage, Expert-Verlag, Renningen, ISBN 3816926258, 2007
- [44] Fasching, G.: Werkstoffe für die Elektrotechnik: Mikrophysik, Struktur, Eigenschaften, 4. Auflage, Springer, Wien, New York, ISBN 3211221336, 2005
- [45] Michalowski, L.; Schneider, J.: Magnettechnik: Grundlagen, Werkstoffe, Anwendungen, 3. Auflage, Vulkan-Verlag GmbH, Essen, ISBN 380272139X, 2006
- [46] Krause, P. C.; Wasynczuk, O.; Sudhoff, S. D.: Analysis of Electric Machinery and Drive Systems, 2. Auflage, John Wiley & Sons, Inc., New York, ISBN 9780471143260, 2002
- [47] Eckhardt, H.: Grundzüge der elektrischen Maschinen, Teubner, Stuttgart, ISBN 3519061139, 1982
- [48] Demerdash, N. A.; Nehl, T. W.: Electric Machinery Parameters and Torques by Current and Energy Perturbations from field computations - Part I: Theory and Formulation, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, 1999, S. 1507-1513
- [49] Demerdash, N. A.; Nehl, T. W.: Electric Machinery Parameters and Tor-

- ques by Current and Energy Perturbations from field computations - Part II: Applications and Results, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, 1999, S. 1514-1522
- [50] Gordon, R. S.: Achieving a Constant Power Speed Range for PM Drives, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 2, 1995
 - [51] Takashima, H.; Nakayima, Y.: Motor, Patentschrift, US 2008/0169717 A1, 2008
 - [52] Akemakou, A. D.: Rotating electric machine with permanent magnets and magnetic resistance with improved flux weakening properties, Patentschrift, US6448680, 2002
 - [53] Tapia, J. A.; Gonzalez, D.; Wallace, R. R. et al.: Axial Flux Surface Mounted PM Machine with Field Weakening Capability, University of Concepcion, International Conference on Electrical Machines (ICEM), 2004
 - [54] Bianchi, N.; Bolognani, S.; Chalmers, B. J.: Salient-Rotor PM Synchronous Motors for an Extended Flux-Weakening Operation Range, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, 2000, S. 1118-1125
 - [55] Chalmers, B. J.; Akmese, R.; Musaba, L.: Design and field-weakening performance of permanent-magnet/re reluctance motor with two-part rotor, IEE, Proceedings on Electrical Power Applications, Vol. 145, No. 2, 1998
 - [56] Chalmers, B. J.; Musaba, L.; Gosden, D. F.: Variable Frequency Synchronous Motor Drives for Electric Vehicles, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, No. 4, 1996
 - [57] Soong, W. L.; Ertugrul, N.: Field-Weakening Performance of Interior Permanent-Magnet Motors, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, 2002, S. 1251-125
 - [58] Lipo, T. A.; Liao, Y.; Liang, F.: Field Weakening for a Doubly Salient Motor with Stator Permanent Magnets, Patentschrift, EP0685121, 1995
 - [59] Liao, Y.; Liang, F.; Lipo, T. A.: A Novel Permanent Magnet Motor with Doubly Salient Structure, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 5, 1995, S. 1069-1078
 - [60] Lipo, T. A.; Li, Y.: Doubly Salient Permanent Magnet Machine with Field Weakening (or Boosting) Capability, Patentschrift, WO9702645, 1997
 - [61] Shakal, A.; Liao, Y.; Lipo, T. A.: A Permanent Magnet AC Machine Struc-

- ture with true Field Weakening Capability, Electric Machines and Power Systems, No. 24, 1996, S. 497-509
- [62] Mayer, R.; Mosebach, H.; Schröder, U. et al.: Inverter-Fed Multiphase Reluctance Machine with reduced Armature Reaction and improved Power Density, International Conference on Electrical Machines (ICEM), München, 1986, S. 1138-1141
- [63] Tapia, J. A.; Leonardi, F.; Lipo, T. A.: Consequent-Pole Permanent-Magnet Machine with Extended Field-Weakening Capability, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, 2003, S. 1704-1709
- [64] Aydin, M.; Huang, S.; Lipo, T. A.: Performance Evaluation of an Axial Flux Consequent Pole PM Motor using Finite Element Analysis, University of Wisconsin-Madison/Shanghai University, 2003
- [65] Chau, K. T.; Jiang J. Z.; Wang, Y.: A Novel Stator Doubly Fed Doubly Salient Permanent Magnet Brushless Machine, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 39, 2003, S. 3000-3003
- [66] Chau, K. T.; Li, Y. B.; Jiang J. Z. et al.: Design and Analysis of a Stator-Doubly-Fed Doubly-Salient Permanent-Magnet Machine for Automotive Engines, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 42, 2006, S. 3470-3472
- [67] Zhu, X.; Cheng, M.; Chau, K. T.: A Transient Cosimulation Approach to Performance Analysis of Hybrid Excited Doubly Salient Machine Considering Indirect Field-Circuit Coupling, IEEE Transactions on Magnetics, Vol. 43, 2007, S. 2558-2560
- [68] Fan, Y.; Chau, K. T.: Design, Modeling, and Analysis of a Brushless Doubly Fed Doubly Salient Machine for Electric Vehicles, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 44, 2008, S. 727-734
- [69] Lipo, T. A.; Aydin, M.: Field Weakening of Permanent Magnet Machines – Design Approaches, University of Wisconsin-Madison/Caterpillar Inc., Research Report 2004-13, 2004
- [70] Kruse, R.: Neuartiger elektrischer Antrieb mit variablem Permanentmagnetfeld für Hybridfahrzeuge, Präsentation von Siemens VDO an der TU Karlsruhe, 2005
- [71] Weschta, A.: Entwurf und Eigenschaften permanenterregter Synchron-Servomotoren, Dissertation, Universität Erlangen-Nürnberg, Deutschland, 1983

- [72] Fodorean, D.; Viorel, I.-A.; Djerdir, A.: Wide Speed Range of a Hybrid Excited Synchronous Machine, XVII International Conference on Electrical Machines (ICEM), Chania, 2006
- [73] Syverson, C. D.: Hybrid Alternator, Patentschrift, US5397975, 1995
- [74] Akemakou, A. D.; Phounsombat, S. K.: Electrical machine with double excitation, especially a motor vehicle alternator, Patentschrift, US6147429, 2000
- [75] Jansson, P. J.: Soft Magnetic Composites Materials applied to Electric Motors, EPE Journal, Vol. 14, No. 1, 2004, S. 38-42
- [76] De Wulf, M.; Anestiev, L.; Dupré, L.: Magnetic properties and loss separation in iron powder soft magnetic composite materials, Journal of Applied Physics, Vol. 91, No. 10, 2002
- [77] Mizuno, T.: Hybrid Excitation Type Permanent Magnet Synchronous Motor, Patentschrift, US5682073 sowie EP0620634B1, 1997
- [78] May, H.; Meins, J.; Canders, W.-R. et al.: New Permanent Magnet Excited Synchronous Machine with Extended, Stator fixed auxiliary Excitation Coil, XIV International Symposium on Electromagnetic Fields in Mechatronics, Electrical and Electronic Engineering (ISEF), Arras, 2009
- [79] Hsu, J. S.: Direct control air gap flux in permanent magnet machines, Patentschrift, US6057622, 2000
- [80] Hsu, J. S.: A Machine Approach for Field Weakening of Permanent-Magnet Motors, 1998, Oak Ridge National Laboratory, Download von <http://www.osti.gov>, 11.01.2008
- [81] Amara, Y.; Hoang, E.; Gabsi, M. et al.: Measured Performances of a New Hybrid Synchronous Machine, 9th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Graz, 2001
- [82] Amara, Y.; Ben Ahmed, A. H.; Hoang, E. et al.: Hybrid Excitation Synchronous Alternator Debiting on a Diode Rectifier with a Resistive Load, 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Toulouse, 2003
- [83] Kosaka, T.; Kano, Y.; Matsu, N. et al.: A Novel Multi-pole Permanent Magnet Synchronous Machine with SMC Bypass Core for Magnet Flux and SMC Field-pole Core with Toroidal Coil for Independent Field Strengthening/Weakening, 11th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Dresden, 2005

- [84] El-Refaie, A.; Manzke, R.; Jahns, T.: Application of Bi-State Magnetic Material to Automotive Offset-Coupled IPM Starter/Alternator Machine, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 40, No. 3, 2004
- [85] Kraßer, B.: Vorrichtung zur Veränderung der magnetischen Luftspaltinduktion in elektromechanischen Energiewandlern, bei denen der magnetische Widerstand des magnetischen Schließungskreises in der Maschine variabel ist, Offenlegungsschrift, DE4421594A1, 1996
- [86] Pullen, K. R.: Variable axial airgap rotary electric machines, Patentschrift, GB2338117, 1999
- [87] Lawrence, Z.; Medlin, J.: Brushless Permanent Magnet Motor or Alternator with Variable Axial Rotor/Stator Alignment to Increase Speed Capability, Patentschrift, WO03077403, 2003
- [88] Masuzawa, M.; Hirao, N.; Sasaki, T. et al.: Brushless motor having permanent magnets, Patentschrift, US5821710, 1998
- [89] Joong, K. H.; Tahara, K.; Ajima K. et al.: Hybrid car and dynamo-electric machine, Patentschrift, US2002100624, 2002
- [90] Kraßer, B.: Optimierte Auslegung einer Modularen Dauermagnetmaschine für ein Autarkes Hybridfahrzeug, Dissertation, TU München, Deutschland, 2000
- [91] Schiferl, R. F.; Lipo, T. A.: Power capability of salient pole permanent magnet synchronous motor in variable speed drive application, IEEE Transactions, IA-26, S. 115-123, 1990
- [92] Soong, W. L.; Miller, T. J. E.: Field-weakening performance of brushless synchronous AC motor drives, IEE, Proceedings on Electrical Power Applications, Vol. 141, No. 6, 1994, S. 331-340
- [93] Soong, W. L.; Miller, T. J. E.: Practical Field-weakening performance of the five classes of brushless synchronous AC motor drive, European Conference on Power Electronics and Applications (EPE), Brighton, S. 303-310, 1993 Proceedings on Electrical Power Applications, Vol. 141, No. 6, 1994, S. 331-340
- [94] Honda, Y.; Nakamura, T.; Higaki, T. et al.: Motor Design Consideration and Test Results of an Interior Permanent Magnet Synchronous Motor for Electrical Vehicles, Annual Meeting IEEE Industry Applications Society, New Orleans, 1997

- [95] Singh, B.; Singh, B. P.; Dwivedi, S.: A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines, IE(I) Journal-EL, Vol. 87, 2006, S. 63-73
- [96] Colotti, A.: Feldschwächung bei Synchronmaschinen, A&D-Kompodium 2005/2006, S. 118-121
- [97] Stumberger, B.; Anton Hamler, M.; Jesenik, M. et al.: Analysis of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Designed for Flux Weakening Operation, IEEE Transaction on Magnetics, Vol. 37, No. 5, 2001
- [98] Dutta, R.: A Segmented Interior Permanent Magnet Synchronous Machine with Wide Field-Weakening Range, Dissertation, School of Electrical Engineering and Telecommunications, Sydney, Australia, 2007
- [99] Kwak, S.-Y.; Kim, J.-K.; Jung, H.-K.: Characteristic Analysis of Multilayer-Buried Magnet Synchronous Motor Using Fixed Permeability Method, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 20, No. 3, 2005
- [100] Kamiya, M.: Development of Traction Drive Motors for the Toyota Hybrid System, International Power Electronics Conference (IPEC), Niigata, Japan, 2005
- [101] Arata, M.; Takahashi, N.; Sakai, K. et al.: Large Torque and High Efficiency Permanent Magnet Reluctance Motor for a Hybrid Truck, Electric Vehicle Symposium (EVS)-22, Yokohama, Japan, 2006
- [102] Wöhl-Bruhn, H.; Canders, W.-R.; Lange, A. et al.: Permanentmagnet-erregte Synchronmaschine mit stellbarer Erregung, deutsche Patentanmeldung, Nr. DE102008034975.5, 2008
- [103] Wöhl-Bruhn, H.; Canders, W.-R.; Lange, A. et al.: Permanentmagnet-erregte Synchronmaschine, europäische Patentanmeldung, Nr. 09009264.4 - 2207, 2009
- [104] Wöhl-Bruhn, H.; Canders, W.-R.; Kube, R.: Trägheitsarme Elektromaschinen für Hybridfahrzeuganwendungen, 3. Braunschweiger Symposium, 2006, S. 208-228
- [105] Magnussen, F.; Chin, Y. K.; Soulard, J. et al.: Iron Losses in Salient Permanent Magnet Machines at field-weakening Operation, 39th Industry Applications Conference (IAS) Annual Meeting, 2004.

Abkürzungsverzeichnis

Abkürzungen erwähnter Maschinentypen

ASM	Asynchronmaschine
BDFDS	Brushless Doubly Fed Doubly Salient
CPPM	Consequent-Pole Permanent-Magnet Machine
GM	Gleichstrommaschine
ECPSM	Electric Controlled Permanent-Magnet Excited Synchronous Machine
HEDS	Hybrid Excited Doubly Salient
HESM	Hybrid Excited Synchronous Machine
IMAB	Integrated Magnet Adjustable Bar
IPM	Internal Permanent Magnet
PMSM	Permanentmagnet-erregte Synchronmaschine
SDFDS	Stator Doubly Fed Doubly Salient
SM	Synchronmaschine
SRM	Switched Reluctance Machine (Geschaltete Reluktanzmaschine)
TFM	Transversalflussmaschine
VP	Variable Permanentmagnet-erregte (Maschine)

Weitere Abkürzungen

ACEA	Association des Constructeurs Européens d'Automobiles
AEG	Allgemeine Elektrizitäts-Gesellschaft AG
AG	Aktiengesellschaft
AlNiCo	Aluminium-Nickel-Cobalt
AP	Arbeitspunkt
BAT	Batterie
BMW	Bayerische Motoren Werke AG
BOL	Betriebsoptimale Linie
CAN	Controller Area Network
CO ₂	Kohlendioxid
DSP	Digitaler Signalprozessor

Weitere Abkürzungen (Fortsetzung)

ECE	Economic Commission for Europe
EM	Elektrische Maschine
ESB	Ersatzschaltbild
FE	Finite Elemente
Gt	Getriebe fester Übersetzung
Gtv	Getriebe variabler Übersetzung
HEV	Hybrid Electric Vehicle (elektrisches Hybridfahrzeug)
IGBT	insulated-gate bipolar transistor
INV	Inverter
JAMA	Japan Automobile Manufacturers Association
LAN	Local Area Network
LPA	Lastpunktanhebung
MOSFET	Metall-Oxid-Halbleiter-Feldeffekttransistor
NdFeB	Neodym-Eisen-Bor
PC	Personalcomputer
Pkw	Personenkraftwagen
PSAT	Powertrain System Analysis Toolkit
RTW	Real Time Workshop
RX	Resolver
S	Summiergetriebe
SMC	Soft Magnetic Compound
SOC	State of Charge (Ladezustand)
TU	Technische Universität
TX	Tacho
VM	Verbrennungsmotor
Voith	Voith Turbo GmbH & Co. KG
ZEV	Zero Emission Vehicles

Formelzeichen und Indizes

Formatierung der Variablen

x	Momentanwert
\dot{x}	zeitliche Ableitung
X	Effektiv- oder Gleichwert
\vec{X}	Vektor
\underline{X}	komplex
$\underline{\underline{X}}$	Raumzeiger
$\underline{\underline{X}}$	Matrix

Verwendete Konstanten

g	Gravitationsbeschleunigung
μ_0	absolute magnetische Permeabilitätszahl
π	Kreiszahl

Formelzeichen

A	Fläche, Strombelag
a	Beschleunigung, Fourierkoeffizient
B	kummulierter Verbrauch, Flussdichte
b	Verbrauchsrate, Fourierkoeffizient
C	Kapazität
c	Konstante, Beiwert
F	Kraft
f	Funktionsvariable
g	Funktionsvariable
H	Feldstärke
h	Höhe
I	Strom
i	Übersetzung

Formelzeichen (Fortsetzung)

J	Trägheitsmoment, magnetische Polarisation
j	Kennzeichnung für imaginäre Zahl oder Parameter
K	Transformationsfunktion
L	(Selbst-)Induktivität
l	Länge
M	Drehmoment, Magnetisierung, Gegeninduktivität
m	Laufindex
n	Drehzahl, Laufindex
P	Wirkleistung
p	Polpaarzahl
R	Widerstand
r	Radius
S	Stromdichte, Scheinleistung
SOC	State of Charge (Ladezustand)
s	Weg
t	Zeit
U	elektrische Spannung
V	magnetische Spannung
v	Geschwindigkeit
W	Arbeit, Energie
w	Windungszahl
X	Reaktanz
x	x-Koordinate
y	y-Koordinate
α	Winkel
β	Winkel
δ	Luftspalthöhe, Kupplungsparameter
ζ	Ersatzintegrationskonstante
Θ	Durchflutung
θ	Drehwinkel
ϑ	Temperatur, Polradwinkel
κ	magnetische Suszeptibilität
λ	magnetischer Leitwert
μ	Permeabilitätszahl
ν	Endzahl Laufindex
ξ	Wicklungsfaktor
ρ	Dichte
τ	Teilung

Formelzeichen (Fortsetzung)

Φ	magnetischer Fluss
φ	Phasenwinkel
χ	Koordinate
Ψ	verketteter magnetischer Fluss
ω	Winkelgeschwindigkeit

Indizes

\emptyset	Durchschnitts-
1,2,3	Laufindex
Amp	Amplituden-
Anf	Anfangs-
a	Funktionsindex, Fourierkoeffizient
akt	aktiv
app	apparent (scheinbare)
Beschl	Beschleunigungs-
b	Funktionsindex, Fourierkoeffizient
c	Koerzitiv-
cap	Supercap-Baugruppen-
DC	Gleich-
Dif	Differential
dif	differentiell
E	Erreger-
Ein	Eingangs-
EM	elektrische Maschine
EMGt	Getriebe der elektrischen Maschine
End	End-
Entlade	Entlade-
Ers	Ersatz-
e	energetisch
el	elektrisch
Fahrp	Fahrpedal-
Fahrw	Fahrwiderstands-
Fzg	Fahrzeug-
Ges	Gesamt-
Grenz	Grenz-
Gt	Getriebe fester Übersetzung
Gtv	Getriebe variabler Übersetzung

Indizes (Fortsetzung)

H	Haupt-
ind	induziert
J	Joch
j	Ordnungszahl
K	Kühlmittel, Dämpferkäf-
Ku	Kupplung
KS	Kurzschluss
Lade	Lade-
Lu	Luft-
lim	limitiert
Mat	Material-
mag	magnetisch
max	maximal
min	minimal
Nenn	Nenn-
Nut	Nut-
opt	optimal
P	Pol-
PM	Permanentmagnet
p	parallel geschaltet, Polrad-
peak	Spitzen- (kurzzeitig)
Qu	Querspant-
R	Rotor
Rad	Rad-
Radbremse	konventionelle Bremse des Fahrzeugs
Rel	Reluktanz-
Ro	Roll-
r	in Reihe geschaltet, relativ, Remanenz-
rev	reversibel
S	Stator-, Sehnungs-
Schlepp	Wert bei Schleppbetrieb des Verbrennungsmotors
Soll	Soll-
St	Steigungs-
Steg	Steg-
s	Strang
Traeg	Trägheits-
th	thermisch
tot	totale

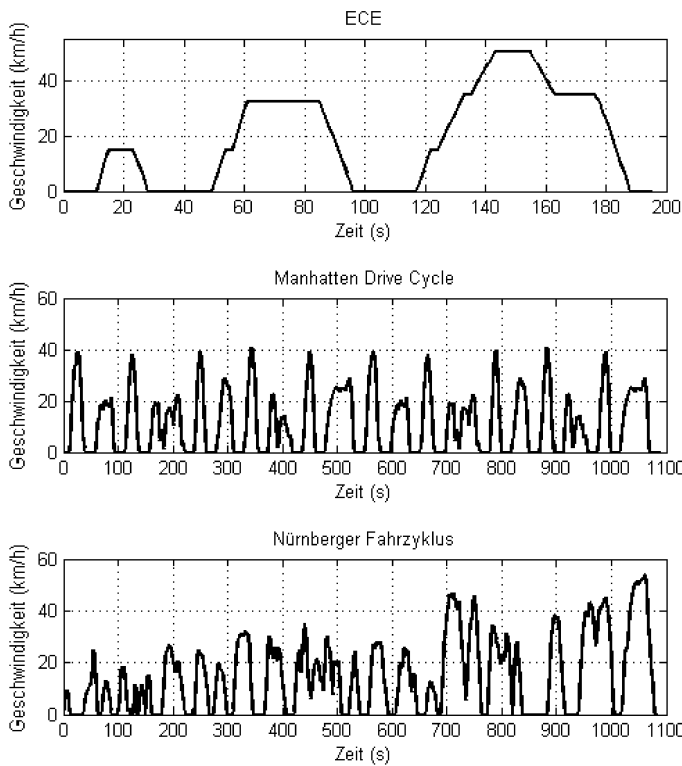
Indizes (Fortsetzung)

V	Verlust-
Vak	Vakuum
VM	Verbrennungsmotor
Voll	Vollpol-
vorl	vorläufiges Soll-
W	Wicklung
Wind	Gegenwind-
Wk	Wickelkopf
w	Luftwiderstands-
Z	Zähne, Zonungs-
Zelle	Zellen-
Zk	Zahnkopf
Zug	Zug-

Δ	Übergangs-
δ	Luftspalt-
σ	Streu-

Anhang

Verwendete Fahrzyklen



Lebenslauf

Henning Wöhl-Bruhn

geboren am 29.01.1974 in Mölln,
verheiratet

Schule und Ausbildung

08/1980 - 06/1990	Grund- und Realschule Büchen
08/1990 - 06/1993	Fachgymnasium der Beruflichen Schulen Mölln, Abschluss: Allgemeine Hochschulreife
07/1993 - 06/1994	Grundwehrdienst
08/1994 - 06/1997	Berufsausbildung zum Industrieelektroniker, Fachrichtung Gerätetechnik, Hauni Maschinenbau AG, Hamburg

Studium

09/1997 - 03/2003	Studium zum Diplom-Wirtschaftsingenieur, Fachrichtung Elektrotechnik, Technische Universität Braunschweig
12/1997	Kurt-A.-Körber Stipendium der Hauni Maschinenbau AG, Hamburg
05/2001 - 09/2001	Technisches Praktikum, Hauni Richmond Inc., Richmond, USA

Berufstätigkeit

04/2003 - 09/2009	Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Elektrische Maschinen, Antriebe und Bahnen, Technische Universität Braunschweig
04/2003 - 06/2008	Projektleiter am Zentrum für Mechatronik Braunschweig, Technische Universität Braunschweig
09/2009 - heute	Ingenieur in der Technischen Entwicklung, Volkswagen AG, Wolfsburg

Die Verknappung von Rohstoffen und ein steigendes Umweltbewusstsein führen zu verstärkten Entwicklungsaktivitäten um eine Verbesserung der Effizienz von Antriebssystemen zu erreichen. Anhand eines Stadtbusses wird das Energieeinsparpotenzial durch eine Hybridisierung des Antriebs mit einer leistungsstarken Synchronmaschine in einer Gesamtfahrzeugsimulation gezeigt.

Eine Klassifizierung von Feldschwächverfahren und die zeitsparende Berechnung von Drehmoment-Drehzahl-Kennfeldern bilden die Grundlage zur Auslegung der neuen Integrated Magnet Adjustable Bar (IMAB) Maschine. Die variable Permanentmagnetenerregung dieser Maschine mit eingebetteten Magneten ermöglicht sowohl ein hohes maximales Drehmoment als auch einen großen Konstantleistungsbereich und sehr niedrige Schleppverluste. Ergebnisse von Berechnungen mit finiten Elementen sowie von Messungen an dem 150 kW - Prototypen werden vorgestellt.

ISBN 978-3-86955-277-4



9 783869 552774